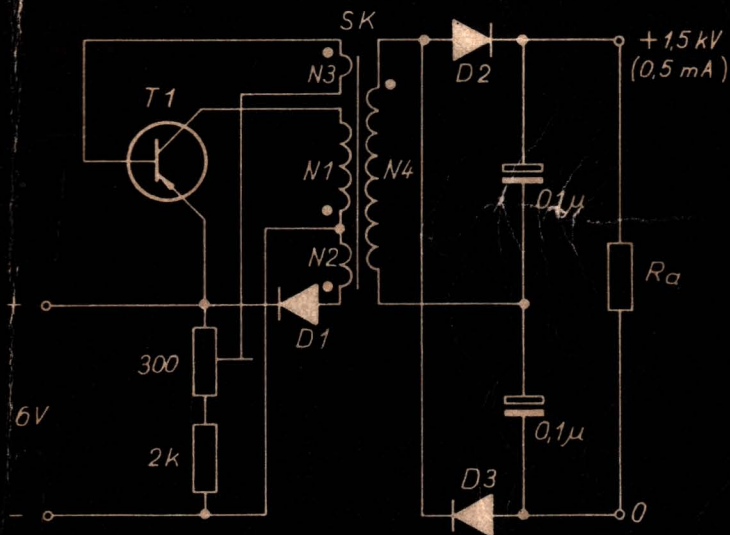


amateurreihe

electronica



Ekkehart Becker · Peter Beyer

**Weichmagnetische Ferritbauelemente
und ihre Anwendung, Teil 1**

electronica · Band 124

**Weichmagnetische Ferritbauelemente
und ihre Anwendung, Teil 1**

EKKEHART BECKER — PETER BEYER

Weichmagnetische Ferritbauelemente und ihre Anwendung, Teil 1



MILITÄRVERLAG DER
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK

1. Auflage, 1.—15. Tausend

Militärverlag

der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) — Berlin, 1974

Cheflektorat Militärliteratur

Lizenz-Nr. 5

LSV: 3539

Lektor: Sonja Topolov

Zeichnungen: Lothar Malchow

Typografie: Helmut Herrmann

Hersteller: Ingeburg Zöschke

Korrektor: Ilka Krienitz

Printed in the German Democratic Republic

Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam

Redaktionsschluß: 15. Oktober 1973

Bestellnummer: 745 577 4

EVP 1,90

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	7
1. Begriffe	8
1.1. Physikalische Grundbegriffe	8
1.1.1. Magnetische Feld- und Kenngrößen	8
1.1.2. Durchflutungs- und Induktionsgesetz	15
1.1.3. Analogiebetrachtung und Berechnung magnetischer Kreise	18
1.2. Anwendungsbegriffe für Ferritwerkstoffe	24
1.2.1. B(H)-Kennlinie	26
1.2.2. Permeabilitätsbegriffe (relative Permeabilitäten) ..	29
1.2.3. Temperaturverhalten und zeitliche Inkonzanz der Permeabilität	32
1.2.4. Verlustverhalten	34
1.2.5. Komplexe Permeabilität	36
2. Ferritwerkstoffe	37
2.1. Festkörperphysikalische Grundlagen	37
2.2. Ferrittechnologie	49
2.3. Werkstoffübersicht	55
3. Bauformen	65
3.1. Schalenkerne	65
3.1.1. Begriffe und Berechnungshinweise	71
3.1.2. Geometrische Abmessungen	81
3.1.3. Elektrische und magnetische Kenndaten	87
3.1.4. Berechnungs- und Schaltungsbeispiele	95

Inhaltsverzeichnis zum Teil 2

3.2. Ringkerne	7
3.2.1. Geometrische Abmessungen und Formkonstanten ..	7

3.2.2.	Werkstoffe und Ringkernbezeichnung	10
3.2.3.	Berechnung und Anwendung	12
3.3.	Kreuz- und Flügelkerne	22
3.3.1.	RM-Kerne	24
3.3.2.	X-Kerne	29
3.4.	Zylinderkerne und verwandte Bauformen	32
3.4.1.	Ausführungsformen, Abmessungen und Bezeichnung	33
3.4.2.	Werkstoffe	38
3.4.3.	Berechnung und Anwendung	41
3.5.	Antennenstäbe	45
3.5.1.	Abmessungen, Werkstoffe und Bezeichnung	49
3.5.2.	Schaltungsbeispiele	54
3.6.	Mehrlochkerne	57
3.6.1.	Doppellochkerne	57
3.6.2.	Entstördrosselkerne	59
3.7.	Jochringkerne	62
3.8.	U- und I-Kerne	65
3.8.1.	Begriffe bei höheren Aussteuerungen	65
3.8.2.	Geometrische Abmessungen, Formkonstanten ...	69
3.8.3.	Werkstoffe für Leistungsferrite	72
3.8.4.	Schaltungsbeispiele	77
3.9.	E-Kerne	79
3.9.1.	Geometrische Abmessungen, Formkonstanten ...	79
3.9.2.	Elektrische und magnetische Eigenschaften	81
3.9.3.	Schaltungsbeispiele	83
4.	Meßtechnik	85
4.1.	Ermittlung der Induktivität und des Verlustwiderstands bei kleinen Aussteuerungen	85
4.1.1.	Meßverfahren	85
4.1.2.	Ermittlung von Ferritparametern	94
4.2.	Ermittlung der statischen Hystereseeigenschaften	100
4.3.	Ermittlung der dynamischen Hystereseeigenschaften	102
5.	Literaturhinweise	107

Vorwort

Bereits 1909 wurde durch den deutschen Chemiker *Hilpert* das grundlegende Patent für die chemische Zusammensetzung der wichtigsten weichmagnetischen Ferrite angemeldet. Die technische Nutzung erfolgte jedoch erst Ende der vierziger Jahre unseres Jahrhunderts. Auf Grund der steigenden Anforderungen — besonders der nachrichtentechnischen Industrie — wurden zu dieser Zeit Luftspulen bzw. Spulen mit Eisen- oder Pulvereisenkernen bei Betriebsfrequenzen oberhalb einiger hundert Hertz von den *Ferritspulen*kernen verdrängt.

Seitdem ist eine so stürmische Aufwärtsentwicklung vor sich gegangen, daß ein japanischer Autor meint, man könne die Menge der verarbeiteten Ferritbauelemente als Maßstab für den Entwicklungsstand der elektronischen Industrie benutzen.

Für den richtigen Einsatz der Ferritbauelemente ist die Kenntnis einer Vielzahl von Begriffen, Werkstoffeigenschaften und Auswahlbedingungen für die unterschiedlichen Ferritwerkstoffe notwendig. Leider existieren in der Literatur nur wenige zusammenfassende Darstellungen darüber. Die vorliegende Broschüre soll deshalb dem Amateur sowie den in der Praxis Tätigen Hinweise für die sachgemäße Anwendung weichmagnetischer Ferrite geben. Nicht beschrieben werden Höchstfrequenzferrite (GHz-Bereich), Ferrite mit rechteckiger Hystereseschleife für Schalt- und Speicherzwecke sowie Ferrite für magnetomechanische Anwendungen.

Nach einer allgemeinen Einführung der notwendigen Grundbegriffe und Werkstoffeigenschaften folgt die Beschreibung der einzelnen Bauformen. Zum besseren Verständnis sind Berechnungshinweise und aus der Literatur entnommene Schaltungsbeispiele beigelegt.

Hermsdorf, im Sommer 1973

Ekkehart Becker — Peter Beyer

1. Begriffe

1.1. Physikalische Grundbegriffe

Bekannt ist, daß sich in der Nähe eines stromdurchflossenen Leiters Eisenfeilspäne in bestimmter Weise ausrichten bzw. daß auf einen zweiten in der Nähe befindlichen stromdurchflossenen Leiter eine Kraft ausgeübt wird. Auch andere Erscheinungen, z. B. der Wechselstromwiderstand der Spule oder die induzierte Spannung beim Transformator, führt man auf ein *magnetisches Feld* zurück, das stets in Verbindung mit elektrischem Strom auftritt (*elektromagnetisches Feld*).

Dem Amateur sind meist im Gegensatz zum elektrischen Feld die Grundbegriffe des magnetischen Feldes weniger geläufig. Nachfolgend werden daher die wichtigsten magnetischen Feld- und Kenngrößen einschließlich ihrer Verknüpfungsgesetze aufgeführt. Im Interesse des mathematisch weniger geübten Lesers wird auf die sonst übliche Integral- und Differentialdarstellung einschließlich der Vektorschreibweise weitestgehend verzichtet.

1.1.1. Magnetische Feld- und Kenngrößen

Bild 1a zeigt die Ausrichtung von Eisenfeilspänen bei einem geradlinigen stromdurchflossenen Leiter. Erkennbar sind die geschlossenen Linien der Späne. Die Ursache dieser Ausrichtung wird auf die Existenz *magnetischer Kraft- bzw. Feldlinien* zurückgeführt (bei Benutzung dieses Feldlinienbegriffs sollte man daran denken, daß es sich dabei — wie bei vielen anderen physikalischen Darstellungen — um eine Modellvorstellung handelt, die den Naturvorgang nachbildet und auf diese Weise eine Berechnung ermöglicht).

Charakteristisch für die magnetischen Feldlinien ist die Eigenschaft, stets in sich geschlossen zu verlaufen. Der *Feldlinien-*

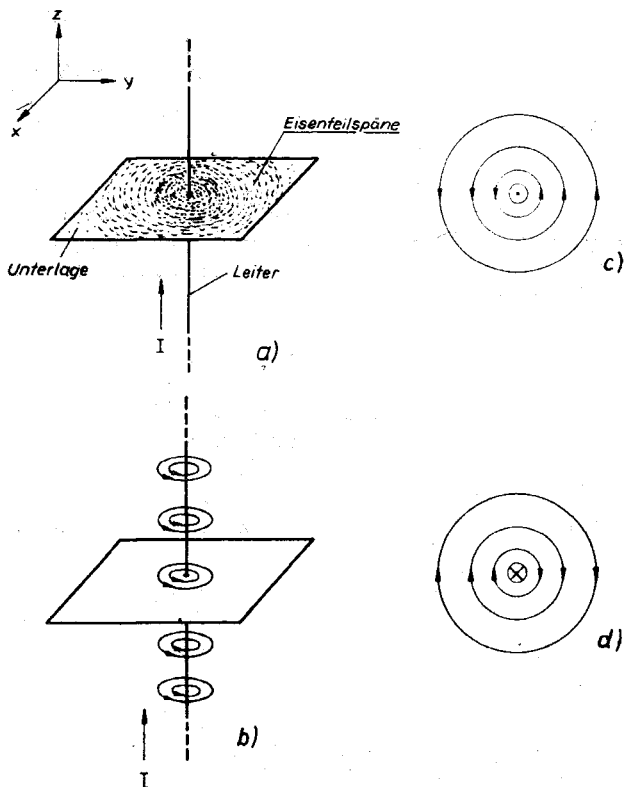


Bild 1 Magnetfeld eines geradlinigen stromdurchflossenen Leiters; a — Ausrichtung von Eisenfeilspänen, b — Feldlinienrichtung, c, d — Feldlinienrichtung in Abhängigkeit der Stromrichtung (schematische Darstellung)

verlauf selbst hängt von der Anordnung ab. Beim geradlinigen Leiter bilden die Feldlinien konzentrische Kreise um den Leiter, d. h., die Lage der Eisenfeilspäne würde sich, wenn man die Unterlage in Z-Richtung verschiebt und gleichen Strom I fließen läßt, nicht verändern (Bild 1a).

Die *Feldlinienrichtung* ist eine Funktion der Stromrichtung und folgendermaßen definiert (Schraubenregel):

Dreht man eine rechtsgängige Schraube entsprechend der Stromrichtung ein, so entspricht die Drehbewegung jeweils der Feldlinienrichtung.

Bild 1b zeigt die Feldlinienrichtung für die Anordnung gemäß Bild 1a. Schematisiert man die Anordnung, dann ergibt sich die Richtung gemäß Bild 1c. Der Punkt in dem als Kreis dargestellten Stromleiter zeigt die Stromrichtung an, der Strom fließt auf den Betrachter zu (Punkt symbolisiert die Spitze des Strompfeils).

Ließe man den Strom I (Bild 1a) entgegengesetzt fließen, dann entspräche die Feldlinienrichtung Bild 1d (Kreuz im Stromleiter, d. h., der Strom fließt vom Betrachter weg; symbolisiert wird das Ende des gefiederten Strompfeils). Betrachtet man Verlauf und Richtung der Feldlinien bei einer Stromschleife, so ergibt sich die Form gemäß Bild 2a bis Bild 2c. Mehrere Stromschleifen vereint, bilden eine Stromspule. Wie aus Bild 3a und Bild 3b ersichtlich, erfolgt im Innern der Spule

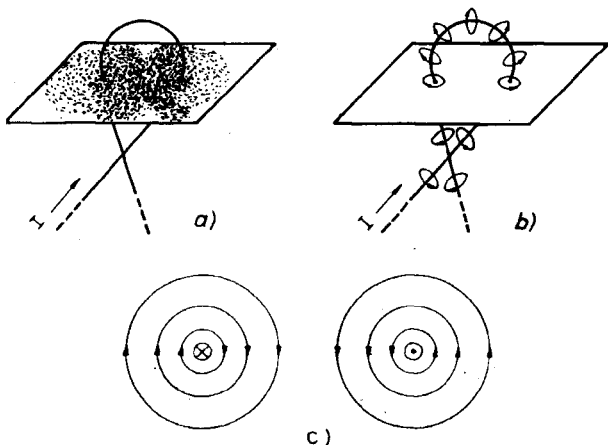


Bild 2 Magnetfeld einer Stromschleife
(a, b, c analog Bild 1)

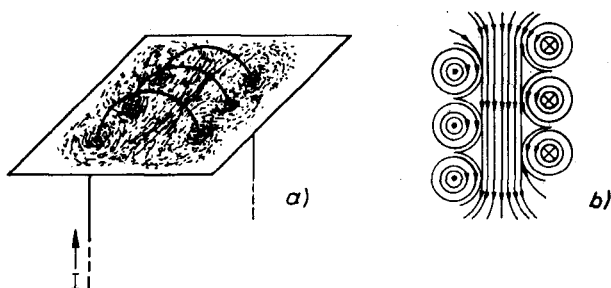


Bild 3 Magnetfeld einer Stromspule
(a, b analog Bild 1)

eine Feldlinienkonzentration. Die Ursache dafür ist die gleiche Feldlinienrichtung der Einzelwindungen, wodurch eine Überlagerung der einzelnen Magnetfelder entsteht.

Als *magnetischen Fluß* Φ einer Anordnung bezeichnet man die Gesamtheit der Feldlinien, den von dem Fluß erfüllten Raum als *magnetischen Kreis*.

Nach Gl. (1) versteht man unter *Flußdichte* oder *magnetischer Induktion* B den Quotienten aus dem magnetischen Fluß Φ , und der vom Fluß Φ senkrecht durchsetzten Fläche A_e des magnetischen Kreises:

$$B = \frac{\Phi}{A_e} . \quad (1)$$

Die Einheit des magnetischen Flusses Φ ist *Voltsekunde* (Vs) oder *Weber* (Wb). **Nicht mehr zulässig ist die aus dem CGS-System stammende Einheit Maxwell (M oder Mx).** Trotz der internationalen Einheitenfestlegung sind nicht mehr zulässige Einheiten in der Fachliteratur und im Meßgerätebau zu finden, so daß in dieser Broschüre der Vollständigkeit halber die wichtigsten Einheiten mit entsprechender Umrechnung angeführt werden:

$$1 Vs = 1 Wb ,$$

$$1 M = 10^{-8} Vs .$$

Die Einheit der Induktion B ergibt sich zu Vs je m^2 oder *Tesla* (T):

$$1 \frac{\text{Vs}}{\text{m}^2} = 10^{-4} \frac{\text{Vs}}{\text{cm}^2} = 1 \text{ T.}$$

Nicht zulässig ist die Einheit Gauß (*G* oder *Gs*):

$$1 \text{ G} = 10^{-3} \text{ kG} = 10^{-4} \frac{\text{Vs}}{\text{m}^2} = 10^{-8} \frac{\text{Vs}}{\text{cm}^2}.$$

Wie bereits erwähnt, tritt der magnetische Fluß stets in Zusammenhang mit einem elektrischen Strom auf, so daß der elektrische Strom als Ursache des magnetischen Flusses betrachtet werden kann.

Als *magnetische Urspannung* oder *magnetomotorische Kraft* (MMK) wird die Stromsumme bezeichnet, die mit dem Magnetfeld verkettet ist, auch als elektrische Durchflutung Θ angegeben:

$$\Theta = \Sigma I. \quad (2)$$

Man kann zeigen, daß die gleiche Durchflutung bei z. B. einer Windung mit $I = 5 \text{ A}$, bei 5 Windungen mit $I = 1 \text{ A}$ existiert. Diese Beziehung wird allgemein durch Gl. (3) beschrieben:

$$\Theta = I \cdot N, \quad (3)$$

mit N — Windungszahl.

Die Einheit der Durchflutung ist entsprechend Gl. (2) gleich der des elektrischen Stromes: *Ampere* (A). Häufig wird auch die Bezeichnung *Amperewindung* (Aw) benutzt.

$$1 \text{ A} \triangleq 1 \text{ Aw}.$$

Gleiche Durchflutung vorausgesetzt, ist (wie Bild 1 bis Bild 3 bereits zeigten) die Verteilung des Flusses Φ im magnetischen Kreis von dessen Gestalt abhängig. Zusätzlich wird Φ noch durch bestimmte Materialien beeinflusst. Wie aus Bild 4a und Bild 4b ersichtlich, bleibt der Feldlinienverlauf z. B. durch Messing, Aluminium, Holz, Kupfer gegenüber dem Verlauf in Luft nahezu unverändert. Sogenannte ferromagnetische Stoffe dagegen (etwa Eisen, Nickel, Kobalt) sowie einige Mischoxide (Ferrite = ferrimagnetische Stoffe) verstärken den Fluß und beeinflussen damit die Gestalt des magnetischen Kreises. Mathematisch erfaßt wird diese Abhängigkeit, indem

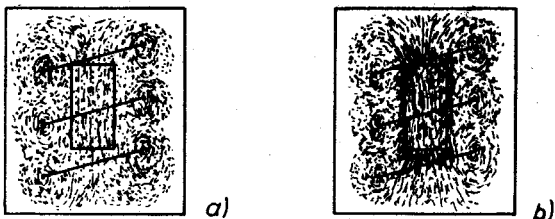


Bild 4 Einfluß von Materialproben auf den Feldlinienverlauf;
a — z. B. Kupfer, b — z. B. Eisen

man entsprechend Gl. (4) einen *magnetischen Widerstand* R_m (Reluktanz) definiert:

$$R_m = \frac{\Theta}{\Phi}, \quad (4)$$

$$R_m \text{ in } \frac{\text{A}}{\text{Vs}} \left(1 \frac{\text{A}}{\text{Vs}} = \frac{1}{\Omega \text{s}} = 1 \text{ H}^{-1}, \text{ H} - \text{Henry} \right).$$

R_m ist von der Geometrie und der Materialverteilung im magnetischen Kreis abhängig. Für die Berechnung wird die *magnetische Weglänge* l_e , d. h. die Länge, die der Fluß Φ für einen geschlossenen Umlauf im magnetischen Kreis benötigt, sowie der senkrecht zur Flußrichtung stehende, vom Fluß Φ durchsetzte *magnetische Querschnitt* A_e (Fläche des magnetischen Kreises) eingesetzt. In der Praxis sind dabei Mittelwerte ausreichend (eigentlich l_e — effektive magnetische Weglänge, A_e — effektiver magnetischer Querschnitt). Der Einfluß des Materials wird durch die *absolute Permeabilität* μ (magnetische Durchlässigkeit) erfaßt:

$$R_m = \frac{1}{\mu} \frac{l_e}{A_e}. \quad (5)$$

Man bezieht nun die Permeabilität eines beliebigen Stoffes auf die des Vakuums, d. h., entsprechend Gl. (6) wird durch die *relative Permeabilität* μ_r angegeben, wieviel größer oder kleiner die magnetische Durchlässigkeit für die Kraftlinien gegenüber Vakuum (Permeabilität μ_0) ist:

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r ; \quad (6)$$

μ_0 ist eine Konstante. Sie wird als *Induktionskonstante* bezeichnet und hat den Wert

$$\mu_0 = 4 \pi \cdot 10^{-7} \frac{Vs}{Am} \quad (7)$$

bzw.

$$\mu_0 \approx 1,256 \cdot 10^{-8} \frac{Vs}{A \cdot cm} ;$$

μ_r ist ein Zahlenwert und hat keine Einheit. Für Vakuum gilt $\mu_r = 1$, d. h., für diesen Fall lautet Gl. (6) $\mu = \mu_0$. Stoffe, die einen größeren Widerstand aufweisen ($\mu_r < 1$), werden als *diamagnetisch* bezeichnet, weisen sie einen kleineren Widerstand auf ($\mu_r > 1$), dann nennt man sie *paramagnetisch*. Von *ferromagnetischen* Stoffen wird dann gesprochen, wenn μ_r einen sehr großen Zahlenwert ($\mu_r \gg 1$) annimmt (z. B. $\mu_r = 2000$). Analog zum elektrischen Feld, bei dem man zwischen elektrischer Ursprungsspannung E und elektrischem Spannungsabfall U unterscheidet, kennt man im magnetischen Feld – wie durch Gl. (8) ausgedrückt – einen *magnetischen Spannungsabfall* U_m :

$$U_m = \Phi \cdot R_m . \quad (8)$$

Als Einheit für U_m erhält man *Ampere* (A).

Nicht zulässig ist die Einheit Gilbert (Gb):

$$1 \text{ Gb} = \frac{10}{4\pi} \text{ A} \approx 0,797 \text{ A} .$$

Betrachtet man in Richtung einer Feldlinie die magnetische Spannung U_m , die entlang der magnetischen Länge l_e anliegt, so erhält man nach Gl. (9) die *magnetische Feldstärke* H :

$$H = \frac{U_m}{l_e} . \quad (9)$$

Die Einheit der magnetischen Feldstärke ist *Ampere je Meter* (A/m).

$$1 \frac{A}{m} = 10^{-2} \frac{A}{cm} = 10 \frac{mA}{cm} .$$

Nicht zulässig ist die Einheit Oersted (Oe):

$$1 \text{ Oe} = \frac{10^3}{4\pi} \frac{\text{A}}{\text{m}} = \frac{10}{4\pi} \frac{\text{A}}{\text{cm}},$$

$$1 \frac{\text{A}}{\text{m}} = \frac{4\pi}{10^3} \text{Oe},$$

$$1 \frac{\text{A}}{\text{cm}} = \frac{4\pi}{10} \text{Oe} \approx 1,256 \text{ Oe}.$$

Eine sehr wichtige Beziehung ist nach Gl. (10) der Zusammenhang zwischen magnetischer Induktion B und magnetischer Feldstärke H .

Man berechnet diese Abhängigkeit durch Verwendung von Gl. (1), (5), (8) und (9):

$$B = \mu \cdot H. \quad (10)$$

1.1.2. Durchflutungs- und Induktionsgesetz

Für die Berechnung magnetischer Größen aus elektrischen Größen oder umgekehrt muß man zwei Naturgesetze kennen: das Durchflutungs- und das Induktionsgesetz. Obwohl elektrische und magnetische Größen stets verkoppelt sind, könnte man das Durchflutungsgesetz als Übergang vom elektrischen in das magnetische Feld, das Induktionsgesetz als entgegengesetzten Übergang deuten.

Analog zum elektrischen Kreis gilt im magnetischen Kreis, daß die magnetische Urspannung Θ gleich dem magnetischen Spannungsabfall U_m bei einem gedachten geschlossenen Umlauf ist

$$\Theta = U_m. \quad (11)$$

Setzt man Gl. (3) und Gl. (9), umgeformt nach U_m , gleich, dann erhält man vereinfacht das *Durchflutungsgesetz*:

$$I \cdot N = H \cdot l_e \quad (12)$$

bzw. nach der magnetischen Feldstärke H umgeformt:

$$H = \frac{I \cdot N}{l_e} . \quad (13)$$

Ändert sich z. B. das magnetische Feld, das eine geschlossene Leiterschleife durchsetzt, zeitlich oder bewegt man diese Leiterschleife im Magnetfeld, dann wird nach dem Induktionsgesetz eine elektrische Spannung U induziert. Natürlich kann man auch eine Kombination beider Vorgänge vornehmen. Wichtig dabei ist, wieviel Feldlinien je Zeiteinheit von der Schleife „umfaßt“ werden. Mathematisch formuliert lautet das *Induktionsgesetz*: Die induzierte Spannung U wird um so höher, je schneller sich der Fluß Φ ändert (Zeitänderung Δt) bzw., bei gleicher Zeitänderung gesehen, je größer die Flußänderung $\Delta \Phi$ ist:

$$U = \frac{\Delta \Phi}{\Delta t} . \quad (14)$$

Werden mehrere Schleifen in Reihe geschaltet (Spule), so überlagern sich vorzeichenbehaftet die Einzelspannungen. Gl. (14) geht über in Gl. (15), wobei ψ als (mit Windungen N) *verketteter Fluß* bezeichnet wird:

$$U = \frac{\Delta \psi}{\Delta t} \quad (15)$$

mit

$$\psi = N \cdot \Phi ; \quad (16)$$

ψ in Vs.

Auch eine andere Betrachtung dieses Vorgangs ist möglich. Legt man eine Gleichspannung an eine Spule, so vergeht nach dem Einschalten eine gewisse Zeit, bis der Strom vom Wert 0 den Wert I erreicht hat bzw. ein konstanter Feldlinienverlauf (Bild 1 bis Bild 4) für die Anordnung vorhanden ist. Der Feldaufbau bildet jedoch nach Gl. (14) eine Flußänderung. Es wird kurzzeitig eine Spannung induziert. Hat der Strom den I -Wert erreicht, dann bleibt das Magnetfeld konstant, und die induzierte Spannung ist 0. Erst beim Abschalten läuft der gleiche (allerdings für die Richtung der induzierten Spannung entgegengesetzte) Vorgang ab. Durchfließt ein Wechselstrom

die Spule, so wird das Magnetfeld dauernd auf- und abgebaut und damit stets eine Spannung induziert. Diese Eigenschaft einer Anordnung bezeichnet man als *Selbstinduktion* oder kurz „Induktivität“ L . Zur mathematischen Ableitung kann man Gl. (3) in Gl. (4) einsetzen, nach der Größe Φ umformen und für Φ die umgeformte Gl. (16) benutzen. Das ergibt, nach ψ umgestellt,

$$\psi = \frac{N^2}{R_m} I, \quad (17)$$

$$L = \frac{N^2}{R_m}, \quad (18)$$

$$L \text{ in } \frac{\text{Vs}}{\text{A}} \left(1 \frac{\text{Vs}}{\text{A}} = 1 \text{ Vs} = 1 \text{ H, } \text{H} - \text{Henry} \right).$$

Wird die Abkürzung Gl. (18) in Gl. (17) verwendet, so ist ersichtlich, daß die Induktivität L einen konstanten Faktor (Proportionalitätsfaktor) zwischen dem elektrischen Strom I und dem verketteten magnetischen Fluß ψ bildet:

$$\psi = L \cdot I. \quad (19)$$

Mit Gl. (16) und Gl. (1) kann für ψ auch folgende Beziehung aufgestellt werden:

$$\psi = N \cdot A_e \cdot B. \quad (20)$$

Durch Verwendung von Gl. (13) ergibt sich Strom I mit

$$I = \frac{l_e}{N} \cdot H. \quad (21)$$

Gl. (20) und Gl. (21), auf Gl. (19) angewendet, ergeben nach Umformung Gl. (22):

$$B = \frac{l_e}{N^2 \cdot A_e} \cdot L \cdot H. \quad (22)$$

Da l_e , A_e und N konstante Größen sind, erkennt man bei Vergleich mit Gl. (10), daß offensichtlich die Induktivität L der Permeabilität μ proportional ist. Beide Größen unterscheiden sich untereinander um den konstanten Faktor

$$\frac{l_e}{N^2 \cdot A_e}.$$

1.1.3. Analogiebetrachtung und Berechnung magnetischer Kreise

Bild 5 zeigt einen magnetischen Grundkreis, Bild 6 als Gegenüberstellung den elektrischen Grundstromkreis. Abgesehen von den Bezeichnungen ist ein gleicher Aufbau vorhanden; auch die vom elektrischen Kreis bekannten Berechnungsmethoden lassen sich anwenden. Natürlich müssen die entsprechenden magnetischen Beziehungen eingesetzt werden (in Tabelle 1 zusammengestellt). In Tabelle 2 erfolgte zusätzlich eine Zusammenfassung der wichtigsten magnetischen Einheiten. Zur Berechnung des magnetischen Kreises ist zunächst die Aufstellung des magnetischen Ersatzschaltbilds (der einfachste Fall wäre Bild 5) erforderlich. Besteht die magnetische Anordnung aus ferro- oder ferrimagnetischem Material, so kann man in guter Näherung behaupten, daß infolge der starken Flußkonzentration (s. a. Bild 4) die Gestalt des magnetischen Kreises durch die geometrische Form des Materials bestimmt wird.

Bei der Entwicklung des Ersatzschaltbilds wird zweckmäßig an der Stelle der magnetischen Anordnung begonnen, wo sich die vom Strom durchflossene Spule (= Durchflutung) befindet. Mit der Handregel kann man die Richtung des Flusses Φ bestimmen. Es wird nun der Weg (bzw. die Wege) gesucht, die

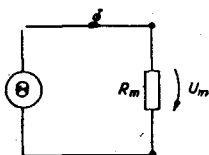


Bild 5
Magnetischer Grundkreis;
 Θ = Durchflutung,
 Φ = magnetischer Fluß,
 R_m = magnetischer Widerstand,
 U_m = magnetischer Spannungsabfall

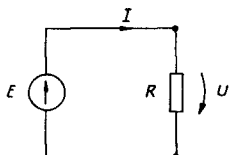


Bild 6
Elektrischer Grundstromkreis;
 E = Urspannung,
 I = elektrischer Strom,
 R = elektrischer Widerstand,
 U = elektrischer Spannungsabfall

Tabelle 1 Analogbeziehungen zwischen elektrischem und magnetischem Kreis

Elektrischer Kreis		Magnetischer Kreis	
Bezeichnung	Symbol, Formel	Bezeichnung	Symbol, Formel
Strom	I	Fluß	Φ
Stromdichte	$S = I/A$ ($S = \kappa \cdot E$)	Flußdichte (Induktion)	$B = \Phi/A_e$ ($B = \mu \cdot H$)
Leitfähigkeit	κ	Permeabilität	$\mu = \mu_r \cdot \mu_0$
Spannungsabfall	$U = R \cdot I$	Spannungs- abfall	$U_m = R_m \cdot \Phi$
Urspannung (EMK)	E	Durchflutung (MMK)	Θ
Feldstärke	E	Feldstärke	H

der Fluß für den geschlossenen Umlauf benötigt. Die Länge des Weges ist gleich der magnetischen Weglänge l_e , die vom Fluß senkrecht durchsetzte Fläche gleich dem magnetischen Querschnitt A_e . Zusammen mit der Materialgröße μ , wie in Gl. (5) ausgedrückt, erhält man auf diese Weise den magnetischen Widerstand R_m . Die Widerstände werden dabei wie elektrische Widerstände behandelt (Reihen- und Parallelschaltung).

Bild 7 zeigt als Beispiel einen bewickelten Ringkern. Durch die vorgegebene Stromrichtung einschließlich Wicklung mit Wickelsinn liegt die Flußrichtung Φ fest. Da für den geschlossenen Umlauf ein gleichbleibender Querschnitt vorliegt, bildet die Anordnung im Ersatzschaltbild einen magnetischen Widerstand (Bild 7c), d. h., man denkt sich die Widerstandseigenschaften des Kreises in diesem R_m konzentriert. Als Weglänge wird der mittlere Umfang gewählt. Mit den Bezeichnungen nach Bild 7b lautet l_e und A_e wie folgt

Tabelle 2 Zusammenstellung der wichtigsten magnetischen Einheiten

Magn. Größe	Einheit bzw. Zahlenwert	nicht mehr zulässige Einheit	Umrechnung
Φ	1 Vs = 1 Wb (Wb = Weber)	1 M oder 1 Mx (M, Mx = Maxwell)	1 M = 10^{-8} Vs
B	1 Vs/m ² = 1 T (T = Tesla)	1 G oder 1 Gs (G, Gs = Gauß)	1 G = 10^{-4} Vs/m ² 1 kG = 0,1 Vs/m ² = 10^{-5} Vs/cm ²
μ_0	$4\pi \cdot 10^{-7}$ Vs/Am	—	—
R _m	1 A/Vs = (Ω s) ⁻¹ = H ⁻¹	—	—
U _m	1 A	1 Gb (Gb = Gilbert)	1 Gb = $10\text{A}/4\pi$
Θ	1 A (oder 1 Aw)	—	—
H	1 A/m	1 Oe (Oe = Oersted)	1 Oe = $10^3\text{A}/4\pi$ m
L	1 Vs/A = 1 Ω s = 1 H (H = Henry)	—	—

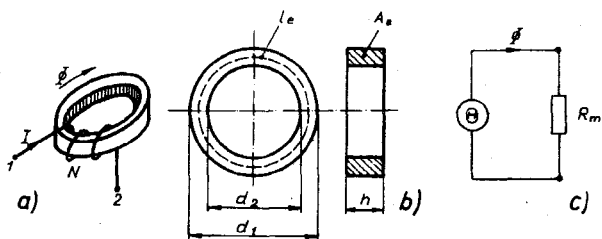


Bild 7 Ringkern aus ferro- bzw. ferrimagnetischem Material;
a — Anordnung, b — Abmessungen, c — magnetisches Ersatzschaltbild

$$l_e = \frac{(d1 + d2) \cdot \pi}{2}; \quad (23)$$

$$A_e = \frac{(d1 - d2) \cdot h}{2}. \quad (24)$$

Beispiel für Bild 7

Gegeben: $d1 = 4 \text{ cm}$ $N = 10 \text{ Wdg.}$

$d2 = 2 \text{ cm}$ $I = 1 \text{ A}$

$h = 1 \text{ cm}$ $\mu_r = 1000$

Gesucht: $R_m, \Theta, H, B, \Phi, L$

Lösung

Zunächst erfolgt die Berechnung von l_e und A_e :

$$\text{Gl. (23):} \quad l_e = \frac{1}{2} (4 + 2) \text{ cm} \cdot 3,14 = 9,4 \text{ cm}$$

$$\text{Gl. (24):} \quad A_e = \frac{1}{2} (4 - 2) \text{ cm} \cdot 1 \text{ cm} = 1 \text{ cm}^2$$

Die gesuchten Größen erhält man wie folgt (Werte gerundet):

Gl. (6) und

$$\text{Gl. (7):} \quad \mu = 1,3 \cdot 10^{-8} \frac{V_s}{A \text{ cm}} \cdot 10^3 = 1,3 \cdot 10^{-5} \frac{V_s}{A \text{ cm}}$$

$$\text{Gl. (5):} \quad R_m = \frac{1 \cdot A \text{ cm} \cdot 9,4 \text{ cm}}{1,3 \cdot 10^{-5} V_s \cdot 1 \text{ cm}^2} = 7,2 \cdot 10^5 \frac{A}{V_s}$$

$$\text{Gl. (3):} \quad \Theta = 1 \text{ A} \cdot 10 = 10 \text{ A}$$

$$\text{Gl. (13):} \quad H = \frac{10 \text{ A}}{9,4 \text{ cm}} = 1,1 \frac{A}{\text{cm}}$$

$$\text{Gl. (10):} \quad B = 1,3 \cdot 10^{-5} \frac{V_s}{A \text{ cm}} \cdot 1,1 \frac{A}{\text{cm}} = 1,4 \cdot 10^{-5} \frac{V_s}{\text{cm}^2}$$

$$\text{Gl. (1):} \quad \Phi = 1,4 \cdot 10^{-5} \frac{V_s}{\text{cm}^2} \cdot 1 \text{ cm}^2 = 1,4 \cdot 10^{-5} V_s$$

$$\text{Gl. (18):} \quad L = \frac{10^2 V_s}{7,2 \cdot 10^5 A} = 0,14 \cdot 10^{-3} \frac{V_s}{A} = 0,14 \text{ mH}$$

Natürlich sind für Reihenfolge und Formelanwendung auch andere Kombinationen möglich.

In Bild 8 ist ein rechteckiger UI-Kern dargestellt. Auf jedem Schenkel befindet sich eine vom Strom (I_1, I_2) durchflossene Wicklung (N_1, N_2), so daß im Kreis 2 Durchflutungen (Θ_1, Θ_2) vorhanden sind. Setzt man über die gesamte Weglänge hinweg gleichen Querschnitt voraus, dann liegt im Ersatzschaltbild ebenfalls nur ein Widerstand R_m vor. Wären es unterschiedliche Querschnitte, so müßte eine Auftrennung in mehrere R_m erfolgen. In der Praxis legt man dabei meist einen Gesamtmittelwert l_e, A_e der Anordnung fest. Üblich ist auch die Angabe der in Gl. (25) dargestellten *Formkonstante*, wo eine Summierung der Quotienten von Weglänge l und Querschnitt A der Teilwiderstände bereits durchgeführt ist:

$$\text{Formkonstante} = \sum \frac{l}{A}. \quad (25)$$

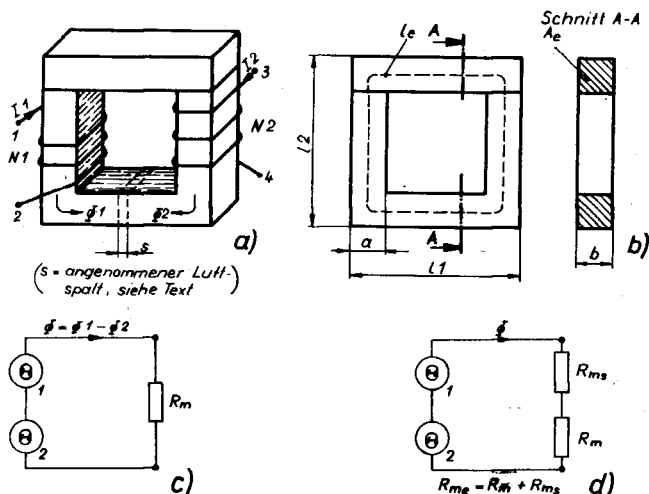
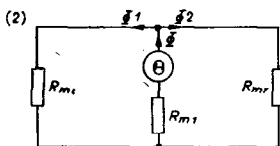
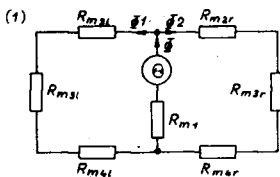
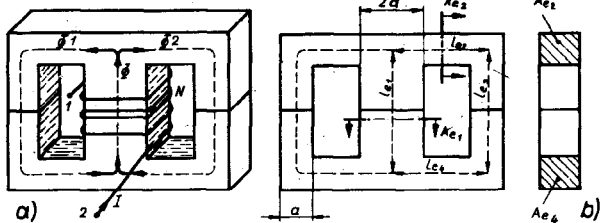
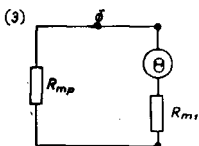


Bild 8 UI-Kern aus ferro- bzw. ferrimagnetischem Material;
a — Anordnung, b — Abmessungen, c — magnetisches Ersatzschaltbild, d — magnetisches Ersatzschaltbild bei eingefügtem Luftspalt s



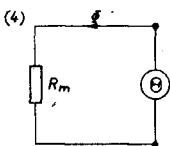
$$R_{m1} = R_{m3l} + R_{m3r} + R_{m4l}$$

$$R_{mr} = R_{m3r} + R_{m3l} + R_{m4r}$$



$$g = g1 + g2$$

$$R_{mp} = R_{m1} \parallel R_{mr}$$



$$R_m = R_{m1} + R_{mp}$$

c)

Bild 9 EE-Kern aus ferro- bzw. ferrimagnetischem Material;
a — Anordnung, b — Aufteilung der magnetischen Weg-
längen und Querschnitte, c — mögliche Vereinfachung des
magnetischen Ersatzschaltbilds

Gemäß Bild 8 bildet der resultierende Fluß Φ die Differenz der Einzelflüsse beider Durchflutungen.

Für l_e und A_e erhält man:

$$l_e = 2(11 - a) + 2(12 - a) = 2(11 + 12 - 2a) ;$$

$$A_e = b \cdot a .$$

Existierte im Kreis ein Luftspalt s (in Bild 8a gestrichelt eingezeichnet), so müßte, da ein anderes μ vorliegt ($\mu_r = 1$), die Widerstandsaufteilung nach Bild 8d mit geändertem l_e . A_e folgendermaßen aussehen:

$$R_m : l_e = 2(11 + 12 - 2a) - s ,$$

$$A_e = b \cdot a ;$$

μ_r je nach Material.

$$R_{ms} : l_e = s ,$$

$$A_e = b \cdot a ; \quad \mu_r = 1 .$$

Bild 9 zeigt einen EE-Kern. Der vom Mittelschenkel ausgehende Fluß Φ wird durch die Außenschenkel in die Teilflüsse Φ_1 und Φ_2 geteilt; es liegt eine R_m -Reihen- und Parallelschaltung vor. Die mögliche Vereinfachung des Ersatzschaltbilds bis zum magnetischen Grundkreis ist in Bild 9c dargestellt.

1.2. Anwendungsbegriffe für Ferritwerkstoffe

Die Berechnung im magnetischen Kreis dient letzten Endes dazu, die Eigenschaften, mit denen die ferrimagnetische Anordnung im elektrischen Kreis auftritt, herauszufinden bzw. bei Vorgabe der elektrischen Größen eine richtige Dimensionierung der magnetischen Anordnung vornehmen zu können. Betrachtet man im elektrischen Kreis diese Anordnung bezüglich zweier Punkte 1 und 2 (Zweipolbetrachtung, z. B. Bild 7a, Bild 9a), so kann Bild 10a als elektrisches Ersatzschaltbild angenommen werden. Die Anordnung wirkt wie eine ideale *Gesamtinduktivität* L mit einem in Reihe geschalteten *Gesamtverlustwiderstand* R_{ges} (Reihenersatzschaltbild). Für eine einfache Luftspule (z. B. Wicklung N in Bild 9a bei gleichen Ab-

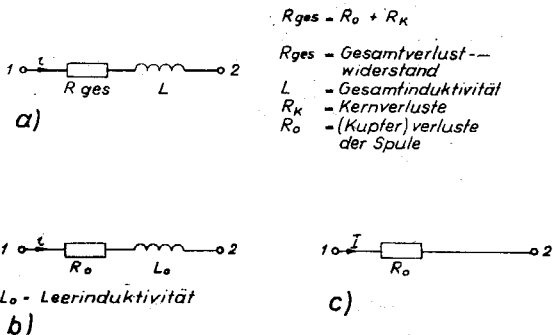


Bild 10 Elektrisches Ersatzschaltbild der verlustbehafteten Induktivität;

a — Spule mit ferro- bzw. ferrimagnetischem Kern,
 b — Spule ohne Kern, c — Ersatzschaltbild der Spule bei Gleichstrom (im stationären Zustand)

messungen ohne Kern) würde Bild 10b als elektrisches Ersatzschaltbild zutreffen: L_0 — *Leerinduktivität*, R_0 — *Verlustwiderstand der Spule* (entspricht dem Gleichstromwiderstand = Drahtwiderstand, bei Kupferdraht als sog. Kupferwiderstand bezeichnet). Fließt nur ein Gleichstrom I (nicht betrachtet werden die Schaltvorgänge), so wirkt die Anordnung als Widerstand R_0 (Bild 10c).

In Abschnitt 1.1.3. wurden nur der Einfluß der Werkstoffgeometrie (l_e , A_e), nicht aber die Werkstoffeigenschaften selbst (μ) behandelt. Wie bereits durch Gl. (22) und Gl. (10) ausgedrückt, ist die Permeabilität μ proportional zur Induktivität L .

Es gilt

$$L = \frac{A_e}{l_e} N^2 \cdot \mu = \frac{N^2}{\sum \frac{1}{A}} \mu. \quad (26)$$

Entsprechend der Permeabilität μ des Werkstoffs im magnetischen Kreis verhält sich die Induktivität L der Anordnung im elektrischen Kreis.

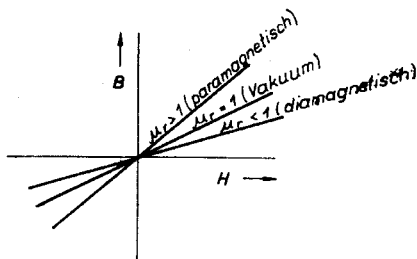
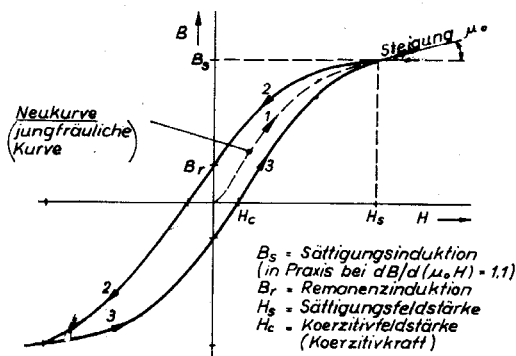


Bild 11
B(H)-Kennlinie für
para- und
diamagnetische
Stoffe

1.2.1. B(H)-Kennlinie

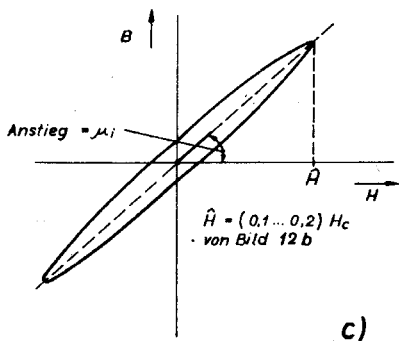
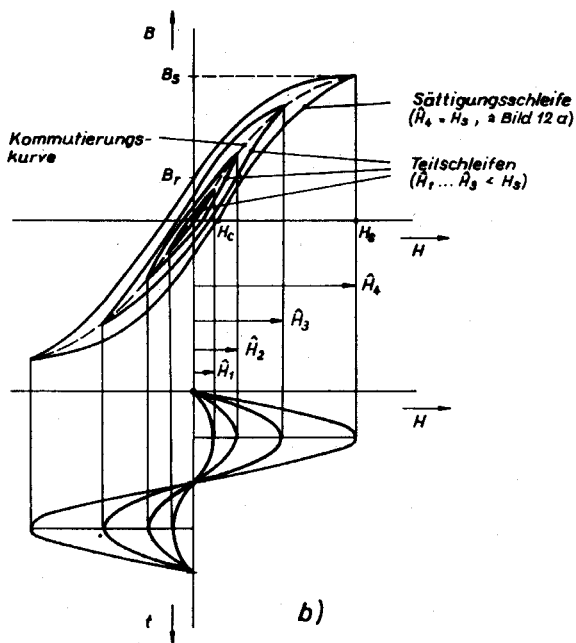
Nach Gl. (10) stellt die Abhängigkeit $B(H)$ eine Gerade mit dem Anstieg μ dar. Für dia- und paramagnetische Stoffe einschließlich des Verlaufs im Vakuum ($\mu_r = 1$) trifft diese Behauptung zu (wie Bild 11 zeigt). Bei ferro- bzw. ferrimagnetischen Stoffen ist die $B(H)$ -Kennlinie mehrdeutig (auch als *Hystereseschleife* bezeichnet).

Wie in Bild 12a dargestellt, durchläuft man (vom entmagnetisierten Zustand aus) die Sättigungsschleife im Uhrzeigersinn.



a)

Bild 12 B(H)-Kennlinie für ferro- bzw. ferrimagnetische Stoffe;
a — Sättigungsschleife mit Neukurve, b — Teilschleifen
bei Aussteuerungen unterhalb der Sättigungsschleife mit
Kommutierungskurve, c — Rayleigh-Schleife, Ermittlung
der Anfangspermeabilität μ_1 .



sierten Zustand ausgehend) bei Erhöhung der Feldstärke H ($0 \rightarrow +H_s$) — für Zusammenhang H mit Strom I s. Gl. (21) — zunächst den Kurventeil 1 (*Neukurve* oder *Jungfräuliche Kurve*). Bei dem Wert „ $+H_s$ “ (*Sättigungsfeldstärke*) wird dabei die *Sättigungsinduktion* „ $+B_s$ “ erreicht. Eine weitere Erhöhung von H würde als Gerade mit der Steigung μ_0 (Werkstoff ist gesättigt, $B(H)$ -Kennlinie wie im Vakuum mit $\mu_r = 1$) verlaufen. Bei einer Verkleinerung von H ($+H_s \rightarrow 0$) durchläuft man statt Kurvenzug 1 den Kurvenzug 2. Bei $H = 0$ verbleibt eine Restinduktion „ $+B_r$ “, die auch als *Remanenzinduktion* bezeichnet wird. Den Wert „ $-B_s$ “ erreicht man bei „ $-H_s$ “ (H von $0 \rightarrow -H_s$), wobei bei $B = 0$ eine Gegenfeldstärke „ $-H_c$ “ (*Koerzitivfeldstärke*) anliegt (Fortsetzung Kurvenzug 2). Da die $B(H)$ -Schleife symmetrisch aufgebaut ist (sofern symmetrisch angesteuert wird), erfolgt bei H ($-H_s \rightarrow 0$) und H ($0 \rightarrow +H_s$) der Durchlauf von Kurvenzug 3 mit dem Endwert „ $+H_s$ “, „ $+B_s$ “. Bei Wiederholung des Vorgangs würde nur Verlauf 2 und 3 „durchfahren“. Erst nach dem Entmagnetisieren des Werkstoffs (z. B. mit Wechselstrom, indem, mit $\hat{I} > H_s$ begonnen, langsam auf $\hat{I} = 0$ geregelt wird) ist beim ersten Durchlauf (H von $0 \rightarrow +H_s$) Verlauf 1 wieder möglich.

Werden Aussteuerungen gewählt, die nicht das Sättigungsgebiet erreichen ($H < H_s$), so erhält man eine Reihe von kleineren Hystereseschleifen (Bild 12b). Aus den verbundenen Spitzen aller Teilschleifen ergibt sich die sogenannte *Kommütierungskurve*. Jede Teilschleife besitzt einen B_r - und einen H_c -Wert. Bei Werkstoffangaben ist es üblich, diese Werte nur für die Sättigungsschleife anzugeben.

Für sehr kleine Aussteuerungen — $\hat{H} \approx (0,1 \dots 0,2) H_c$, Bild 12c — nimmt die $B(H)$ -Kennlinie eine lanzettenähnliche Form an [*Rayleigh-Gebiet**].

Der Verlauf der Hysteresekurve ist je nach Werkstoff nicht nur aussteuerungs-, sondern unter anderem auch temperatur- und frequenzabhängig.

*) Die von den 2 Parabelbögen (Rayleigh-Schleifen) umgebene lanzettenähnliche Fläche wird als Rayleigh-Gebiet bezeichnet.

1.2.2. Permeabilitätsbegriffe (relative Permeabilitäten)

Entsprechend Abschnitt 1.2.1. ist also die Permeabilität μ bei ferro- bzw. ferrimagnetischen Stoffen keine Konstante, sondern eine von der Aussteuerung, Frequenz, Temperatur u. a. abhängige Größe. Strenggenommen dürfte demzufolge nach Gl. (19) bzw. Gl. (26) der Begriff „Induktivität“ im elektrischen Kreis nicht benutzt werden.

Für kleine Aussteuerungen (Bild 12c) ist dies noch zulässig, da man in guter Näherung die $B(H)$ -Kurve durch eine Gerade angeben kann. Für andere Anwendungsfälle definiert man eine spezielle Permeabilität μ_x , die den $B(H)$ -Anstieg für den entsprechenden Arbeitspunkt angibt, oder es wird der Verlauf [z. B. $\mu_a(\hat{B})$] angegeben. Die absolute Permeabilität μ nach Gl. (6) geht in Gl. (27) über:

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_{rx} . \quad (27)$$

Für μ_{rx} ist die dem Anwendungsfall entsprechende relative Permeabilität einzusetzen. Die Induktivität L wird nach Gl. (26) und Gl. (27) berechnet. Nachfolgend eine Übersicht der wichtigsten Permeabilitätsdefinitionen.

a — Anfangspermeabilität μ_1 (μ_a)

(Ringkernpermeabilität)

Anstieg der $B(H)$ -Kurve für sehr kleine Wechselfeldaussteuerungen entsprechend Bild 12c; keine Vormagnetisierung ($H_- = 0$):

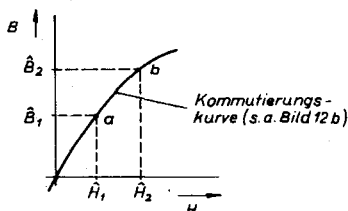
$$\mu_1 = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{B}{H} , \quad (H \rightarrow 0) . \quad (28)$$

b — Amplitudenpermeabilität μ_a (μ_{am} , $\mu_{\sim}$)

Die Wechselfeldpermeabilität μ_a wird auch als Maximalwert der Funktion $\mu_a(\hat{B})$ bzw. $\mu_a(\hat{H})$ angegeben:

$$\mu_a = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\hat{B}}{\hat{H}} , \quad (29)$$

(Anstieg auf der Kommutierungskurve nach Bild 13); große Wechselfeldaussteuerungen, keine Vormagnetisierung.



Beispiele:

$$\mu_a \Big|_a = \frac{\hat{B}_1}{\mu_0 \hat{H}_1}$$

$$\mu_a \Big|_b = \frac{\hat{B}_2}{\mu_0 \hat{H}_2}$$

Bild 13 Ermittlung der Amplitudenpermeabilität μ_a

c — *Differentielle Permeabilität μ_d*

Differentialquotient nach Gl. (30) für einen vorgegebenen Arbeitspunkt:

$$\mu_d = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{dB}{dH} \quad (30)$$

d — *Überlagerungspermeabilität μ_Δ*

Große Wechselfeldaussteuerung bei Vormagnetisierung H_- . Die Hysteresekurve wird unsymmetrisch angesteuert (Bild 14):

$$\mu_\Delta = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\Delta B}{\Delta H} \quad (31)$$

e — *Reversible Permeabilität μ_{rev}*

Sehr kleine Wechselfeldaussteuerung bei Vormagnetisierung (Bild 15):

$$\mu_{rev} = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{B_\Delta}{H_\Delta} \quad (H_\Delta \rightarrow 0) \quad (32)$$

Für $H_- = 0$ gilt $\mu_{rev} = \mu_i$

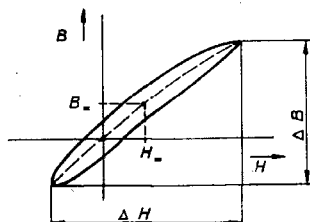
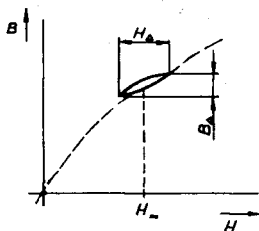


Bild 14
Ermittlung der
Überlagerungs-
permeabilität μ_Δ

Bild 15
Ermittlung der reversiblen
Permeabilität μ_{rev}



Während die Permeabilitäten a bis e Werkstoffkennwerte sind, beschreiben die folgenden Begriffe das Verhalten in der Anordnung nach Ersatzschaltbild Bild 10a, b:

f — *Wirksame Permeabilität* μ_{ap} (μ_{w})

$$\mu_{\text{ap}} = \frac{L}{L_0}; \quad (33)$$

z. B. bei Antennenstäben:

L — Induktivität der Spule mit Stab,

L_0 — Induktivität der Spule ohne Stab.

Die Anordnung wirkt im elektrischen Kreis so, als besäße sie die Permeabilität μ_{ap} , obwohl der Ferritwerkstoff, als Ringkern gemessen, einen anderen μ_i -Wert besitzt.

g — *Effektive Permeabilität* μ_e (μ_g)

(Gescherte Permeabilität)

Anwendung bei gescherten magnetischen Kreisen (*Scherung* = Einfügen eines Luftspalts „s“ — Bild 8a). Die Anordnung besitzt im elektrischen Kreis eine (*gescherte*) *Induktivität* L_e , wirkt also so, als besäße sie entsprechend Gl. (34) eine Permeabilität μ_e , obwohl werkstoffmäßig ein anderes μ_i vorliegt:

$$\mu_e = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{L_e}{N^2} \cdot \sum \frac{1}{A}. \quad (34)$$

Das Verhältnis zu μ_i wird als Scherungsfaktor bezeichnet:

$$\frac{\mu_e}{\mu_i} = \frac{L_e}{L}. \quad (35)$$

1.2.3. Temperaturverhalten und zeitliche Inkonzanz der Permeabilität

Temperaturverhalten und zeitliche Inkonzanz (Alterung des Werkstoffs) werden für die Anfangspermeabilität μ_i angegeben. Eine Umrechnung für gescherte magnetische Kreise (μ_e) ist möglich.

a — Temperaturkoeffizienten α_{μ_i} (TK $_{\mu_i}$) und α_{μ_i} rel

Vorausgesetzt wird eine lineare Temperaturänderung (Bild 16). α_{μ_i} bedeutet die auf den Anfangsmeßwert μ_{i1} bezogene Steigung der Geraden $\mu_i(T)$ (scherungsabhängige Größe); man bezeichnet sie als *Temperaturkoeffizient*:

$$\alpha_{\mu_i} = \frac{1}{\mu_{i1}} \frac{(\mu_{i2} - \mu_{i1})}{(T_2 - T_1)} = \frac{\Delta\mu_i}{\mu_{i1} \cdot \Delta T}; \quad (36)$$

$\mu_{i1} = \mu_i$ bei der Temperatur T_1
(Kombinat VEB Keramische Werke
Hermsdorf: $T_1 = 23^\circ\text{C}$),

$\mu_{i2} = \mu_i$ bei der Temperatur T_2
(Kombinat VEB Keramische Werke
Hermsdorf: $T_2 = 63^\circ\text{C}$).

Scherungsunabhängig ist der *relative Temperaturkoeffizient* α_{μ_i} rel nach Gl. (37):

$$\alpha_{\mu_i} \text{ rel} = \frac{\alpha_{\mu_i}}{\mu_{i1}} = \frac{1}{(\mu_{i1})^2} \frac{\Delta\mu_i}{\Delta T}. \quad (37)$$

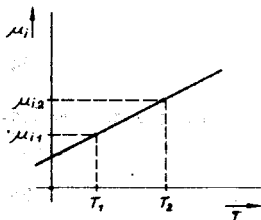
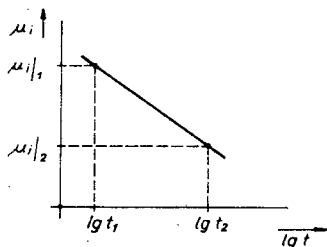


Bild 16
Temperaturkoeffizient von μ_i

Bild 17

Zeitliche Änderung von μ_1
(Desakkomodation)



Für gescherte magnetische Kreise gilt das Verhältnis Gl. (38):

$$\frac{\alpha_{\mu_e}}{\mu_e} = \frac{\alpha_{\mu_1}}{\mu_{i1}} \quad (38)$$

Der Temperaturkoeffizient des gescherten Kreises α_{μ_e} ergibt sich zu

$$\alpha_{\mu_e} = \mu_e \cdot \alpha_{\mu_1 \text{ rel}} ; \quad (39)$$

α in grd^{-1} .

- b — Zeitliche Inkonstanz (Desakkomodation) D (DA, i_z)
und D_{rel}

Die durch Alterungserscheinung bedingte zeitliche Änderung der Anfangspermeabilität bei konstanter Temperatur wird durch den scherungsabhängigen D -Wert, ermittelt nach vorheriger Entmagnetisierung des Werkstoffs, angegeben (Bild 17):

$$D = \frac{\mu_{i/1} - \mu_{i/2}}{\frac{t_2}{\mu_{i/1} \cdot \lg \frac{t_2}{t_1}}} ; \quad (40)$$

$\mu_{i/1} = \mu_1$ zur Zeit t_1 , $\mu_{i/2} = \mu_1$ zur Zeit t_2 ($t = 0$ zum Zeitpunkt der Entmagnetisierung).

Scherungsunabhängig ist die relative Desakkomodation D_{rel} :

$$D_{\text{rel}} = \frac{D}{\mu_{i/1}} = \frac{\mu_{i/1} - \mu_{i/2}}{(\mu_{i/1})^2 \cdot \lg \frac{t_2}{t_1}} \quad (41)$$

Die Desakkommodation des gescherten Kreises D_L wird nach dem Verhältnis Gl. (42) ermittelt:

$$D_L = \mu_e \cdot D_{rel} . \quad (42)$$

1.2.4. Verlustverhalten

Nachfolgende Verlustdefinitionen haben nur für Aussteuerungen im Rayleigh-Gebiet Gültigkeit. Die Verluste bei großen Aussteuerungen werden bei den „Leistungsferriten“ (bei den U-Kernen) behandelt.

Entsprechend Bild 10a besteht der Gesamtverlustwiderstand R_{ges} näherungsweise aus dem (frequenz- und aussteuerungs-unabhängigen) Gleichstromwiderstand R_0 sowie dem Kernverlustwiderstand R_K :

$$R_{ges} = R_0 + R_K . \quad (43)$$

R_K kann in weitere werkstoffbedingte Verlustanteile aufgeteilt werden (strenggenommen nur für Ringkerne ohne Luftspalt, Verlusttrennung nach *Jordan*):

$$R_K = R_w + R_n + R_h ; \quad (44)$$

R_w — Wirbelstromwiderstand, R_n — Nachwirkungswiderstand, R_h — Hysteresewiderstand.

Die Verlustanteile werden folgendermaßen ermittelt:

$$R_w = w \cdot f^2 \cdot L \quad (45)$$

$$R_n = n \cdot f \cdot L \quad (46)$$

$$R_h = h \cdot f \cdot L \cdot H \quad (47)$$

Es bedeuten:

- w — Wirbelstrombeiwert
- n — Nachwirkungsbeiwert
- h — Hysteresebeiwert
- L — Induktivität
- H — magnetische Feldstärke
- f — Frequenz

Einheiten: R in Ω , w in s (Sekunde), h in $\frac{m}{A}$, n — dimensionslos.

Abgeleitet aus Gl. (47) wird vielfach der *Hysteresefaktor* q angegeben:

$$q = \frac{R_h}{f \cdot I \cdot L \sqrt{L}}. \quad (48)$$

Als *relativen Hysteresebewert* (Restverlustfaktor, scherungsabhängige Größe) bezeichnet man das Verhältnis h/μ_i^2 .

Der *Hysteresebewert* h' einer gescherten Anordnung wird nach Gl. (49) ermittelt:

$$h' = \mu_e^2 \cdot \frac{h}{\mu_i^2}. \quad (49)$$

Unter *magnetischem Verlustfaktor* $\tan \delta_K$ des Werkstoffs wird die Beziehung Gl. (50) verstanden:

$$\tan \delta_K = \frac{R_K}{\omega L}; \quad (50)$$

ω — Kreisfrequenz, $\omega = 2\pi \cdot f$, f — Frequenz.

Bezogen auf die Anfangspermeabilität erhält man den *relativen magnetischen Verlustfaktor* $\tan \delta_K/\mu_i$.

Der *magnetische Verlustfaktor* $\tan \delta'_K$ einer gescherten Anordnung wird nach Gl. (51) berechnet:

$$\tan \delta'_K = \mu_e \cdot \frac{\tan \delta_K}{\mu_i}. \quad (51)$$

Als *obere Grenzfrequenz* f_g eines Ferrits wird die Frequenz bezeichnet, bei der $\tan \delta_K/\mu_i$ den zehnfach größeren Wert gegenüber $f = 20$ kHz erreicht hat. Unter *Werkstoffgüte* Q_K versteht man den reziproken Verlustfaktor:

$$Q_K = \frac{1}{\tan \delta_K}. \quad (52)$$

Unter Einbeziehung des Spulenwiderstands R_0 existieren für die Gesamtanordnung nach Bild 10a folgende Begriffe:

$$(\text{Gesamt})\text{Verlustfaktor } \tan \delta = \frac{R_{\text{ges}}}{\omega L}, \quad (53)$$

$$(\text{Gesamt})\text{Güte } Q = \frac{1}{\tan \delta}. \quad (54)$$

1.2.5. Komplexe Permeabilität

Häufig wird, um μ_1 - und Verlustverhalten in Abhängigkeit der Frequenz f (Rayleigh-Gebiet) gleichzeitig zu erfassen, die Darstellung als *komplexe Permeabilität* $\mu^<$ verwendet:

$$\mu^< = \mu' - j \mu''; \quad (55)$$

$j = \sqrt{-1}$ – imaginäre Einheit.

Unter Bezugnahme auf Bild 10a, b gelten folgende Umrechnungen:

$$\mu' = \frac{L}{L_0} = \mu_1 \quad (\text{Realteil}), \quad (56)$$

$$\mu'' = \frac{R_K}{\omega L_0} \quad (\text{Imaginärteil}). \quad (57)$$

Für Gl. (50) erhält man

$$\tan \delta_K = \frac{\mu''}{\mu'}. \quad (58)$$

2. Ferritwerkstoffe

2.1. Festkörperphysikalische Grundlagen

Ferrite sind *Mischoxide* der prinzipiellen chemischen Formel $\text{Me}_x\text{Fe}_{3-x}\text{O}_4$. Unter Me hat man dabei ein oder mehrere, meist zweiwertige Metallionen zu verstehen. Der Wert x liegt in der Nähe von 1, bei vielen technischen Ferriten etwas unter 1.

In *kristallografischer Hinsicht* entsteht durch den Sinterprozeß ein sogenannter Polykristall, d. h. eine Anhäufung regelmäßig aufgebauter Kristallite (Abmessungen in der Größenordnung 1 bis 100 μm), die zueinander unterschiedlich orientiert sind. Diese sind durch Grenzschichten so miteinander verbunden, daß sie einen festen keramischen Körper bilden.

Die Kristallite sind von ihrer Struktur her in gleicher Weise wie das Mineral *Spinell* (MgAl_2O_4) aufgebaut, so daß man bei derartigen weichmagnetischen Ferriten oft auch von Spinell-Ferriten spricht.

Die *Spinellstruktur* wird bestimmt durch eine kubisch dichteste Kugelpackung der Sauerstoffionen. Die Metallionen liegen in den verbleibenden Zwischenräumen. Dabei gibt es grundsätzlich 2 Arten solcher Gitterplätze. Bildet die Sauerstoffumgebung eines Metallions einen Tetraeder, dann spricht man von einem Tetraeder- oder A-Platz, bildet sie einen Oktaeder, so bezeichnet man das als einen Oktaeder- oder B-Platz.

Bei Ferriten sind je kristallografischer Einheitszelle 8 A- und 16 B-Plätze von Fe-Ionen und z. T. von anderen Metallionen besetzt.

Um das magnetische Verhalten eines solchen Festkörpers zu beschreiben, ist die Einführung einer weiteren Kenngröße, der *Magnetisierung* M , physikalisch sinnvoll. Den Bezug zu den elektrotechnischen Größen erhält man, indem man Gl. (10) ergänzt:

$$B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H = \mu_0 \cdot (H + M). \quad (59)$$

Damit wird man der physikalischen Vorstellung gerecht, daß die Induktion in einem solchen Material als Summe aus der durch das äußere Feld erzeugten Induktion und einem durch die Ausrichtung der magnetischen Elementardipole erzeugten Beitrag entsteht.

Bei einem metallischen Ferromagneten kommt die Magnetisierung dadurch zustande, daß sich die magnetischen Momente der Einzelatome (Spinmomente) durch die nur quantenmechanisch erklärbaren Austauschkräfte zueinander parallelstellen. Voraussetzung dafür ist die Existenz unabgesättigter Spinmomente der beteiligten Atome und eine regelmäßige Gitteranordnung mit ganz bestimmten Gitterabständen.

Gegenüber diesem einfachen Verhalten wird bei den zur Diskussion stehenden oxidischen weichmagnetischen Substanzen die Situation dadurch komplizierter, daß nicht Atome, sondern Metallionen und Sauerstoffionen das Gitter bilden. Deshalb kommt die normale Austauschwechselwirkung nicht mehr als ordnende Kraft in Frage.

Unter Einbeziehung der Sauerstoffionen ergibt sich jedoch die Möglichkeit einer weiteren quantenmechanischen Austauschkraft, der sogenannten Superaustauschwechselwirkung. Diese bewirkt, daß sich die A-Ionen zu den benachbarten B-Ionen antiparallel ausrichten. Dadurch liegen schließlich alle Ionen des A-Teilgitters zueinander parallel und zu allen Ionen des B-Teilgitters antiparallel (auch für die B-Ionen untereinander gibt es eine schwache negative Austauschwechselwirkung, die aber im allgemeinen unter der Wirkung der starken negativen AB-Wechselwirkung nicht zur Geltung kommt, so daß alle B-Ionen untereinander parallelgerichtet sind). Ein solches Magnetikum nennt man ferrimagnetisch. Die Summe aller magnetischen Momente der Ionen auf A-Plätzen ergibt eine Teilmagnetisierung M_A , dagegen die aller Ionen auf B-Plätzen eine Teilmagnetisierung M_B . Die Gesamtmagnetisierung berechnet man aus der Differenz dieser beiden Magnetisierungen:

$$M = M_B - M_A . \quad (60)$$

Da innerhalb einer Elementarzelle des Kristallgitters die Anzahl der besetzten B-Plätze größer als die Anzahl der besetzten

A-Plätze ist und da außerdem die einzelnen Plätze im allgemeinen von verschiedenen Ionen-Arten besetzt sind, ergibt sich im allgemeinen eine von 0 verschiedene Magnetisierung (den Spezialfall, daß sich M_A und M_B gerade aufheben, so daß nach außen kein magnetisches Moment merkbar ist, nennt man Antiferrimagnetismus).

Die Tatsache, daß sich beim Ferrimagnetikum die Magnetisierung aus der Differenz zweier Teilgittermagnetisierungen ergibt, hat 2 wichtige Konsequenzen:

a — Die entstehende Gesamtmagnetisierung ist stets kleiner als eine Gesamtmagnetisierung, die sich aus Parallelrichtung aller beteiligten Metallionen ergibt. Daraus ist erklärbar, daß bei Ferriten die Größe $\mu_0 \cdot M$ meist unter $5000 \cdot 10^{-8} \text{ Vs/cm}^2$ bleibt (dem gegenüber beobachtet man z. B. für Eisen Werte für $\mu_0 \cdot M$ von mehr als $20000 \cdot 10^{-8} \text{ Vs/cm}^2$). Man benötigt also für den gleichen magnetischen Fluß bei Anwendung von Ferriten einen etwa 4mal so großen Kernquerschnitt wie bei Anwendung von Eisen. Dadurch wird klar, daß bei Frequenzen bis zu einigen hundert Hertz, bei denen sich die eigentlichen Vorteile der Ferrite noch nicht auswirken, ihr Einsatz unzweckmäßig ist. In diesem Bereich wird man wegen der relativ niedrigen Magnetisierung der Ferrite beim Eisen bleiben. Der Grund für den so entscheidenden Vorteil der Ferrite bei höheren Frequenzen ergibt sich aus dem später beschriebenen Verlustverhalten.

b — Man kann die erzielbare Magnetisierung steigern, indem man die kleinere Teilgittermagnetisierung schwächt. Das gelingt beispielsweise technisch durch den Einbau unmagnetischer Zn-Ionen auf A-Plätzen. Wie Bild 18 am Beispiel verschiedener Ferrite zeigt, ergibt ein Zn-Zusatz in einem Anfangsbereich durch Verminderung der Teilgittermagnetisierung M_A einen nahezu linearen Anstieg der Gesamtmagnetisierung. Bei höheren Zn-Gehalten ist diesem Prozeß ein anderer gegenläufig, indem durch die schwächer werdende AB-Wechselwirkung die negative BB-Wechselwirkung wirksam wird und die Momente auf den B-Plätzen antiparallel ausrichtet. Darin liegt be-

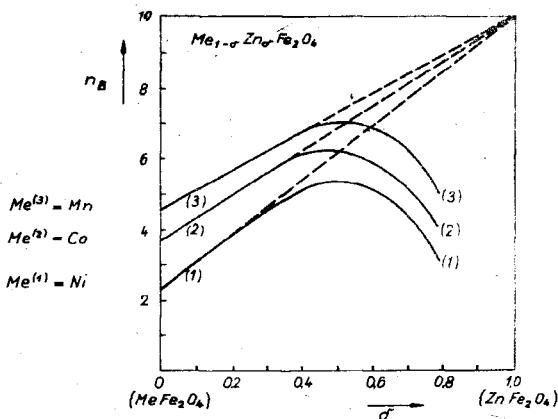


Bild 18 Magnetisierung verschiedener zinkhaltiger Mischferrite in Abhängigkeit vom ZnO-Gehalt
(Abszisse: δ in $\text{Me}_{1-\delta}\text{Zn}_\delta\text{Fe}_2\text{O}_4$
Ordinate: Magnetisches Moment n_B je chemischer Formel-
einheit)

gründet, weshalb der reine Zinkferrit (ZnFe_2O_4) wieder unmagnetisch ist. Technisch nutzt man den linear verlaufenden Anfangsbereich dieser Kurven, woraus sich ohne weiteres erklären läßt, daß die in der Technik verwendeten Ferrite im allgemeinen ZnO-haltig, d. h. Mischferrite sind.

Auf Grund der obigen Ausführungen könnte man zunächst erwarten, daß ein Ferritkörper sich spontan völlig durchmagnetisiert. Dies bedeutete aber, daß durch die an den Begrenzungsflächen austretenden Feldlinien ein beträchtliches Streufeld in der umgebenden Luft aufgebaut werden müßte. Dazu würde eine nennenswerte Energie benötigt (Bild 19a).

Da sich in der Natur stets ein Zustand minimaler Energie einstellt, bilden sich im Material einzelne Bereiche, sogenannte *Weißsche Bezirke*, die so angeordnet sind, daß sich der magnetische Fluß weitestgehend im Innern des Ferrits schließt (Bild 19b). Damit wird die Streufeldenergie zum größten Teil eingespart. Für das Aufbauen der Begrenzungsflächen zwi-

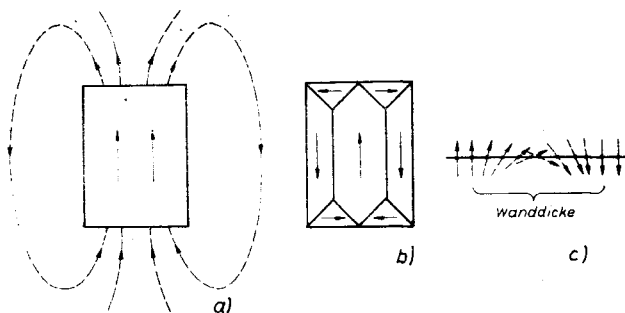


Bild 19 Weissche Bezirke und Blochsche Wände;
a — Spontan magnetisierter Körper ohne Weissche Bezirke (Streifeldenergie), b — spontan magnetisierter Körper mit Weisschen Bezirken (Wandenergie), c — Magnetisierungsverteilung in einer Blochschen Wand

schen 2 verschiedenartig magnetisierten Bezirken, der sogenannten *Blochschen Wände*, wird allerdings ebenfalls ein bestimmter Energiebeitrag benötigt, so daß sich die reale Verteilung der Weisschen Bezirke aus dem Gleichgewicht zwischen Streufeldenergie und Energie der Blochschen Wände ergibt (tatsächlich spielt außerdem noch die sogenannte Anisotropieenergie, die die Bindung des magnetischen Moments an das kristallografische Gitter beschreibt, eine wesentliche Rolle).

Innerhalb einer Blochschen Wand ändert sich die Magnetisierungsrichtung beispielsweise um 180° . Erfolgt das innerhalb einer kristallografischen Netzebene, d. h. zwischen 2 direkt benachbarten Ionen, dann wäre eine beträchtliche Kraft entgegen der Austauschwechselwirkung aufzubringen. Daher erfolgt die Änderung der Magnetisierungsrichtung von Ion zu Ion in der Art einer sich langsam drehenden Spirale (Bild 19c), so daß die Wanddicke sich über eine Reihe von Ionenabständen erstreckt.

Wird das Material einem äußeren magnetischen Feld ausgesetzt, dann verschieben sich die Blochschen Wände so, daß die zu dem äußeren Feld günstig orientierten Weisschen Bezirke

wachsen und die ungünstigen sich in ihrem Volumenanteil vermindern.

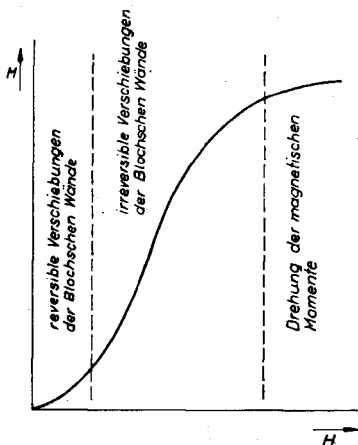
Die Bewegung der Blochschen Wände erfolgt nicht ohne Behinderungen. Störungen, gleich welcher Art, bewirken, daß an diesen Stellen die Wände mit einer gewissen Rückstellkraft festgehalten werden. In Analogie zur Mechanik kann man sich vorstellen, daß an diesen Stellen für die Blochschen Wände ein Minimum der potentiellen Energie vorliegt. Bei kleinen Feldstärkeänderungen verlassen die Wände diese Energiemulden nicht; derartigen Feldstärkeänderungen folgt die Wand reversibel. Werden stärkere Feldstärkeänderungen durchgeführt, dann geraten die Wände aus diesen Ruhelagen und kommen erst an anderer Stelle wieder zur Ruhe. Derartige Wandbewegungen sind irreversibel, d. h., beim Rückgängigmachen der Feldstärkeänderung kommt die Wand nicht wieder zurück an ihre ursprüngliche Stelle.

Auf Grund dieser Überlegungen kann man für die *Abhängigkeit der Magnetisierung von der Feldstärke* (Neukurve, s. Bild 20) 3 grundsätzlich voneinander verschiedene Bereiche unterscheiden:

In einem 1. Bereich werden vorzugsweise reversible Verschiebungen der Blochschen Wände vonstatten gehen. In der grafischen Darstellung $B(H)$, der sogenannten Hysteresekurve, wird dieser Bereich durch eine kleine lanzettenförmige Schleife aus 2 Parabelästen dargestellt (s. Bild 12c). Dieses Rayleigh-Gebiet hat besondere Bedeutung bei all den Ferriten, die kleinen Aussteuerungen ausgesetzt sind (beispielsweise bei Filterferriten).

In einem 2. Bereich der Magnetisierungskurve (Bild 20) finden vorzugsweise irreversibile Verschiebungen der Blochschen Wände statt. Dadurch wird der Anstieg der $M(H)$ -Kurve in diesem Bereich größer, die hier meßbare Maximalpermeabilität ist (mit Ausnahme der sogenannten Isopermschleifen) größer als die im Rayleigh-Gebiet gemessene Anfangspermeabilität. Der analytische Zusammenhang zwischen der Magnetisierung bzw. Induktion und der Feldstärke ist weit komplizierter als im Rayleigh-Gebiet und läßt sich nicht mehr durch eine einfache Formel darstellen. Da die Wandverschiebungen in sta-

Bild 20
Magnetisierungs-
prozesse



tistisch verteilten Einzelsprüngen erfolgen, beobachtet man in diesem Gebiet bei genügend empfindlicher Meßanordnung, daß die Magnetisierungskurve nicht stetig, sondern in kleinen Sprüngen mit wachsender Feldstärke steigt (Barkhausen-Sprünge). Die Permeabilität erreicht in diesem Bereich ihre größten Werte.

In einem 3. Gebiet sind durch das anliegende stärkere magnetische Feld die Blochschen Wände weitestgehend verschwunden, und es erfolgt nur noch ein geringer Anstieg der Magnetisierung über der Feldstärke durch Drehung der magnetischen Momente. Für den Beginn dieses Sättigungsbereichs, der eine stark abfallende Permeabilität zeigt, kann man als sehr groben Richtwert eine Feldstärke annehmen, die etwa das 3- bis 5fache der Koerzitivfeldstärke beträgt. Die Hystereseschleife für große Aussteuerungen hat die in Bild 12a gezeigte Form. Für geringere, zum Nullpunkt symmetrische Aussteuerungen werden kleinere innerhalb dieser Schleife liegende Unterschleifen durchfahren (s. Bild 12b). Bei unsymmetrischer Aussteuerung eines Ferritkerns, wie man sie z. B. durch Überlagerung eines Gleichfelds und eines Wechselfelds erzeugen kann, werden einbeschriebene Teilschleifen (s. Bild 15) durchfahren.

Die für solche Schleifen definierte Überlagerungspermeabilität kann man nicht einfach aus der Hystereseschleife errechnen, sondern sie wird im allgemeinen empirisch ermittelt. Bei festliegendem Arbeitspunkt werden etwas voneinander verschiedene Schleifen durchfahren, je nachdem, ob die Induktion oder die Feldstärke für das Durchfahren einer solchen Schleife sinusförmig gehalten wird (s. a. Abschn. 1.2.2.).

Die *Permeabilität* wird nicht nur durch die Magnetisierung, sondern in wesentlichem Maße auch durch die *magnetische Anisotropie* des Ferrits bestimmt. Das Material nennt man magnetisch anisotrop, weil es sich in bestimmten kristallografischen Lagen leichter oder schwerer magnetisieren läßt. Den grundsätzlichen Sachverhalt gibt Gl. (61) wieder:

$$\mu_1 \sim \frac{M^2}{K_1 + \lambda \cdot \sigma + \dots} \quad (61)$$

Diese Formel hat keine strenge Gültigkeit. Sie ergibt sich aus dem Ergebnis verschiedener Einzeluntersuchungen. Es bedeuten K_1 die magnetische Kristallanisotropieenergie und das Produkt $\lambda \cdot \sigma$ die Energie, die über mechanische Spannungen durch Wirkung des Magnetostriktionseffekts auf die Magnetisierung einwirken. Weitere Anisotropiebeiträge, beispielsweise durch Inhomogenitäten des Materials, lassen sich nur schwer analytisch erfassen. $\lambda \cdot \sigma$ kann dadurch, daß man den Körper möglichst wenig mechanisch verspannt, kleingehalten werden. Der von der Kristallanisotropieenergie abhängende Anteil ist dagegen eine von der chemischen Zusammensetzung und verschiedenen technologischen Parametern abhängige Materialkonstante. Tabelle 3 enthält einige typische Werte.

Man erkennt, daß sich besonders Mangan-Zink-Ferrite durch sehr kleine Werte der Kristallanisotropieenergie und der Magnetostriktion auszeichnen. Daraus ergibt sich die Begründung dafür, daß für die Erzielung hoher Permeabilitäten (etwa ab 1000) fast ausschließlich Mangan-Zink-Ferrite benutzt werden.

Kobaltferrit fällt durch seine sehr hohe Kristallanisotropieenergie auf. Daher wirken schon recht kleine Kobaltzusätze erheblich auf die Permeabilität ein. Da einzelne Ionen unter-

Tabelle 3 Zusammenstellung von Werten für K_1 und λ_s bei 20 °C

Ferrit	$10^3 \cdot K_1$ in erg · cm ⁻³	$10^4 \cdot \lambda_s$
Fe ₃ O ₄	— 110	+ 40
Co _{0,8} Fe _{2,2} O ₄	+ 2900	
CoFe ₂ O ₄		— 110
NiFe ₂ O ₄	— 62	— 26
Ni _{0,64} Zn _{0,36} Fe ₂ O ₄	— 90	— 16
MnFe ₂ O ₄	— 28	— 5
Mn _{0,45} Zn _{0,55} Fe ₂ O ₄	— 3,8	
Mn _{0,58} Zn _{0,36} Fe _{2,06} O ₄	+ 0,8	— 2

schiedliche Vorzeichen des K_1 haben und da die Temperaturabhängigkeiten dieser Beiträge ebenfalls unterschiedlich sein können, ist es möglich, daß (wie Bild 21 schematisch zeigt) für bestimmte Ferrite bei einer bestimmten Temperatur T_0 ein Nulldurchgang des K_1 erzeugt werden kann. Bild 22 zeigt die Konsequenz dieses Nulldurchgangs auf die Permeabilität. Während die Magnetisierung eine stetige Kurve in Abhängigkeit von der Temperatur ist, wird durch den Nulldurchgang von K_1 (an dieser Stelle wirken nur die verbleibenden restli-

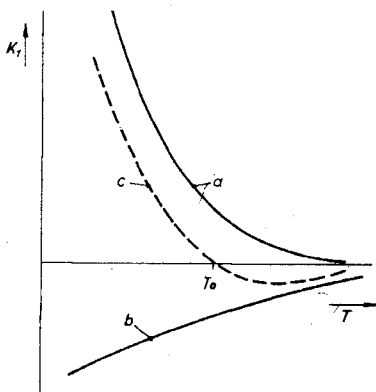
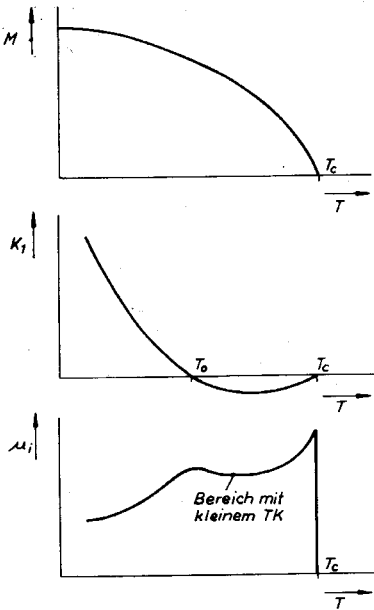


Bild 21
Mögliche Fälle der
Funktion $K_1(T)$,
schematisch

Bild 22

Die Funktionen $M(T)$ und $K_1(T)$ in ihrer Auswirkung auf $\mu_1(T)$, schematisch



chen Anisotropiebeiträge) die Permeabilität groß. Dieses sogenannte sekundäre Maximum in der $\mu(T)$ -Kurve wird mit gutem Erfolg zur Steuerung des Temperaturkoeffizienten der Anfangspermeabilität benutzt, da in dem auf das Maximum mit steigender Temperatur folgenden Bereich sich μ_1 nur wenig mit der Temperatur ändert. Ein solcher Effekt wird beispielsweise ausgenutzt, um mit gezielten geringen Kobaltdotierungen bei Nickel-Zink-Ferriten einen kleinen Temperaturkoeffizienten der Anfangspermeabilität zu erzielen. Bei höherer Temperatur wird durch thermische Anregung die gegenseitige Ausrichtung der Spinmomente immer mehr gestört. Bei der sogenannten *Curie-Temperatur* T_c verstärkt sich schließlich diese Störung so sehr, daß die Magnetisierung M verschwindet. Das Material ist oberhalb dieser Temperatur paramagnetisch.

In der Kurve $\mu_i(T)$ beobachtet man kurz vor Erreichen der Curie-Temperatur ein ausgeprägtes Maximum. Das läßt sich dadurch erklären, daß in Gl. (61) die Terme im Nenner sehr viel stärker mit T gegen 0 streben als die Funktion $M^2(T)$ im Zähler. — Da auch schon vorher in der Kurve $\mu_i(T)$ ein mit T sich stetig vergrößernder Anstieg zu beobachten ist, erscheint es zur Vermeidung eines großen Temperaturkoeffizienten von μ_i zweckmäßig, den Anwendungstemperaturbereich nicht zu nahe der Curie-Temperatur zu wählen.

Der entscheidendste Vorteil weichmagnetischer Ferrite gegenüber metallischen Magnetwerkstoffen ist darin zu sehen, daß Ferrite als oxidische Halbleiter gegenüber Metallen einen um mehrere Größenordnungen höheren *spezifischen elektrischen Widerstand* aufweisen. Beispielsweise haben die hochpermeablen Mangan-Zink-Ferrite Werte für ρ von 10 bis 1000 Ωcm . Bei den besonders im Hoch- und Höchsthäufigkeitsgebiet eingesetzten Nickel- oder Nickel-Zink-Ferriten findet man Widerstände der Größenordnung 10^5 bis $10^7 \Omega\text{cm}$.

Dadurch wird der bei der Auftrennung der *Verluste* erwähnte Wirbelstrombeiwert w — s. Gl. (45) — gegenüber Metallen sehr gering. Der mit diesem Wirbelstrombeiwert verbundene und stark von der Frequenz abhängige Anteil der Verluste kommt dadurch erst bei sehr viel höheren Frequenzen merklich zur Geltung. Damit ergibt sich der entscheidende Vorteil des Einsatzes von Ferriten bei Frequenzen oberhalb einiger hundert Hertz gegenüber Metallen, bei denen sogar Kunstgriffe wie Lamellierung oder die Verwendung von sogenannten Pulver-eisenkernen keine entscheidende Wirkung auf die Verluste mehr haben.

Einige spezielle Probleme wirft der *gescherte magnetische Kreis* auf (Bild 8a). Die im Kreis erzeugte magnetische Randspannung verteilt sich im Verhältnis der magnetischen Widerstände auf den Teil des Weges im Ferrit l_e und auf den Teil des Weges im Luftspalt s . Das im Ferrit tatsächlich wirkende Feld wird somit geschwächt. Man kann dabei von der Vorstellung ausgehen, daß an der Grenzschicht Ferrit—Luft sich magnetische Ladungen ausbilden, die einerseits das Feld im Luftspalt erzeugen und die andererseits ein diesem Feld glei-

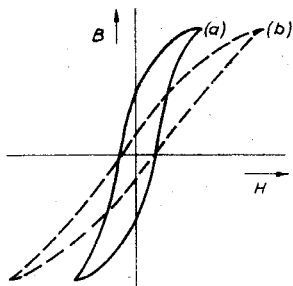


Bild 23
B(H)-Kurven bei
Scherung des
magnetischen Kreises;
a — ungescherter
Kreis, b — gescherter
Kreis

ches Feld mit entgegengesetztem Vorzeichen im Ferrit aufbauen. Es läßt sich beweisen, daß dieses entmagnetisierende Feld proportional dem sogenannten Entmagnetisierungsfaktor und der Magnetisierung ist.

Für die Hysteresekurve bedeutet dies, daß die Kurven im gesicherten Kreis gegenüber den ungesicherten Kurven gekippt sind und flacher verlaufen (Bild 23).

Die effektive Permeabilität μ_e einer solchen gesicherten Anordnung ergibt sich aus der Werkstoffpermeabilität μ_1 und den geometrischen Verhältnissen aus folgender Überlegung: Aus Bild 8d wird der effektive magnetische Gesamtwiderstand des Kreises R_{m_e} deutlich:

$$R_{m_e} = R_m + R_{m_s}.$$

Unter Benutzung von Gl. (5) und Gl. (6) und der Annahme, daß näherungsweise $\mu_r = 1$ für Luft gilt, ergibt sich dann

$$\frac{1}{\mu_e} \cdot \sum \frac{1}{A} = \frac{1}{\mu_1} \cdot \sum \frac{1}{A} + \frac{s}{A_s}$$

oder umgeformt

$$\frac{1}{\mu_e} = \frac{1}{\mu_1} + \frac{s}{A_s \cdot \sum \frac{1}{A}}. \quad (62)$$

Unter A_s ist die Fläche des Luftspalts zu verstehen. Daraus erkennt man, daß bei Luftspaltanordnungen die Steigerung der Permeabilität von einer gewissen Grenze an sinnlos ist, da

der Summand $1/\mu_1$ dann verschwindend klein wird. Anders ausgedrückt: Man sollte Ferritwerkstoffe mit höchsten Permeabilitäten (> 3000) nicht in gescherten magnetischen Kreisen einsetzen.

Eine große Bedeutung hat die Einfügung eines scherenden Luftspalts bei Ferritwerkstoffen kleiner und mittlerer Permeabilität dadurch, daß Kreisgüte und Konstanz der Induktivität durch derartige Luftspalte wesentlich verbessert werden können (ausführlicher wird dies bei Schalenkernen behandelt).

2.2. Ferrittechnologie

Das grundsätzliche Ziel der Herstellung von Ferritwerkstoffen besteht darin, aus einem Gemenge von Oxiden oder Salzen des Eisens und anderer Metalle durch eine *Festkörperreaktion* ein Mischoxid herzustellen. Dabei gilt als Nebenbedingung, daß das Endprodukt eine bestimmte geometrische Form haben soll und bestimmte elektrische sowie magnetische Eigenschaften aufweisen muß. Die dafür notwendigen technologischen Schritte sind im Prinzip: Einwiegen, Mischen, Formgebung (z. B. Pressen), Sintern. Ein so einfaches Verfahren, wie es anfänglich gelegentlich bei der Ferritherstellung verwendet wurde, führt — wegen der sehr stark schwankenden und sehr großen Schwindung beim Sintern — nur zu mangelhaften elektrischen und magnetischen Eigenschaften sowie zu schlechter Maßhaltigkeit und Formtreue.

Als Ursache für diese ungünstigen Ergebnisse sind die schwankenden Eigenschaften der Ausgangsrohstoffe, mangelhafte Durchmischung und eine dadurch bedingte, nur sehr unvollkommene Festkörperreaktion zu sehen. Aus diesem Grund wurde schon frühzeitig die Herstellung von Ferriten dadurch verbessert und gleichmäßiger gestaltet, daß man nach dem Mischen zunächst eine Vorsinterung des pulverförmigen Materials vornimmt, so daß die Ausgangssalze (z. B. Mangankarbonat) sich zersetzen und eine Reaktion der Oxide schon mehr oder weniger vollständig vonstatten geht. Dieses Vorsinter-

produkt wird durch eine nachfolgende Aufmahlung zerkleinert, auf gleichmäßige Korngröße gebracht und homogenisiert. Die anschließend gepreßten und gesinterten Produkte zeigen wesentlich stabilere Schwindungsverhältnisse und wesentlich bessere Endeigenschaften.

Bild 24 zeigt das grundsätzliche *Flußschema* der Herstellung von Ferriten. An die Rohstoffe werden sowohl in chemischer als auch in physikalischer Hinsicht hohe Anforderungen bezüglich Reinheit und Konstanz gestellt. Die ersten Schritte des technologischen Prozesses bis zur Mahlung sind für den

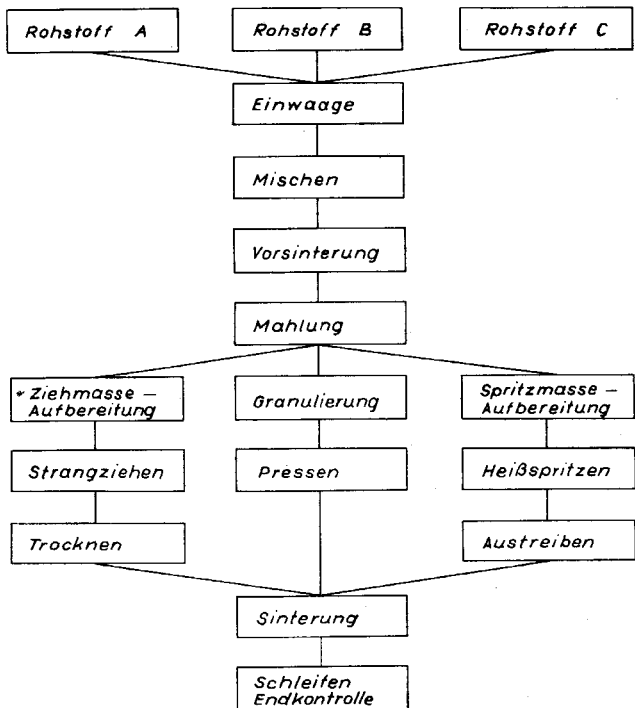


Bild 24 Prinzipielles technologisches Flußschema der Ferritherstellung

Anwender nur insofern interessant, als er wissen muß, daß diese Prozeßschritte meist nicht in kontinuierlichem, sondern in Chargenbetrieb durchlaufen werden. Von Charge zu Charge lassen sich gewisse Veränderungen der Herstellungsparameter in einem erlaubten Toleranzbereich nicht vermeiden. Beispielsweise können chemische Zusammensetzung, Grad der Ferritbildung beim Vorsintern oder Mahlfeinheit in gewissen Grenzen schwanken. Derartige Schwankungen wirken sich insofern auf die Werte des Endprodukts aus, als sie eine *Chargenstreuung* hervorrufen. Diese kann im allgemeinen 2- bis 3mal größer sein als die *Exemplarstreuung* der magnetischen und elektrischen Kenndaten der Stücke einer Charge. Das ist für die Konstruktion von Geräten wichtig: Es empfiehlt sich, entweder Kerne aus mehreren Chargen oder ausgesuchte Grenzkkerne zu verwenden, um die Einsatzbedingungen des Kernes im Gerät diesen Streuungen anzupassen. Die *Exemplarstreuung* wird im wesentlichen durch die Schritte Formgebung, Sinterung und Schleifen bedingt.

Da Ferrite sich im Endzustand auf Grund ihrer Sprödigkeit und Härte nur durch Schleifen bearbeiten lassen, wird angestrebt, durch die *Formgebung* den Sinterkörper bereits der endgültigen Gestalt möglichst nahe zu bringen. Aus diesem Grund sind die Formgebungsverfahren mit ihren Möglichkeiten und Grenzen für den Anwender durchaus von Interesse.

Das verbreitetste Verfahren ist das *Trockenpressen*. Das gemahlene Pulver, das auf Grund seiner Feinheit (durchschnittliche Korngröße bei etwa $1\text{ }\mu\text{m}$) sehr schlecht rieselfähig ist, wird durch bestimmte Zusätze und Verfahrensschritte zu einem rieselfähigen Granulat (Korngröße bei 0,2 bis 1 mm) verarbeitet. Dieses Granulat preßt man bei einem Druck von 1 bis 2 t/cm^2 in Stahlmatrizen oder neuerdings auch in Hartmetallmatrizen. Aus den im allgemeinen zur Verfügung stehenden Pressen resultiert die Beschränkung, daß der Querschnitt der Magnete senkrecht zur Preßrichtung nicht über 100 cm^2 betragen darf. Der Außendurchmesser von Ringkernen soll 120 mm nicht überschreiten. Löcher und Vertiefungen senkrecht zur Preßrichtung können nicht angebracht werden. Dagegen ist das bei solchen in Preßrichtung möglich. Um eine

gleichmäßige Preßverdichtung zu erzielen, sollte die Höhe des Preßlings höchstens zweimal so groß sein wie eine Linear-dimension des Füllraums quer zur Preßrichtung (z. B. Wandstärke bei Ringkernen, Durchmesser bei Scheiben). Nur in technisch begründeten Ausnahmefällen wird von diesen Verhältnissen abgewichen (Schalenkerne, Jochringkerne u. ä.). Bei dem Wunsch nach speziellen Formen muß man berücksichtigen, daß der Aufbau eines neuen Preßwerkzeugs nur bei Stückzahlen von einigen tausend Stück rentabel wird. Kleinstmengen an Mustern können eventuell durch Bearbeitung des ungesinterten Preßlings hergestellt werden.

Stabförmige Kerne werden meist im *Strangpreßverfahren* hergestellt. Die gemahlene Masse wird mit verschiedenen Binde- und Plastifizierungsmitteln versehen und unter Druck durch eine Düse gepreßt. Durchmesser zwischen einigen Millimetern und einigen Zentimetern sind möglich. Durch Dichte-Inhomogenitäten oder ungleichmäßige Erhitzung beim Brennen können sich stranggezogene Artikel leicht verwerfen, so daß eine Prüfung in bezug auf das höchstzulässige Maß der Durchbiegung notwendig ist.

Sehr dünnwandige oder komplizierte Produkte (beispielsweise Hülsen für Abschirmzwecke) werden oft auch in *Heißspritztechnik* hergestellt. Dazu wird die Masse mit thermoplastischen Bindemitteln (beispielsweise Paraffin) versehen und in einer Spritzpresse in die gewünschte Form gebracht. Die Bindemittel entfernt man anschließend wieder in einem gesonderten Austreibofen. Da die Werkzeuge im allgemeinen Vielfachwerkzeuge sind, ist zwar die Produktivität beträchtlich, andererseits aber wird dieses Verfahren erst bei größeren Stückzahlen rentabel.

Die *Sinterung* umfaßt in ihrem Gesamtablauf mehrere Prozesse, von denen der Abschluß der Festkörperreaktion, das durch Kristallwachstum bedingte Kristallitgefüge des polykristallinen Körpers und ein bestimmtes Sauerstoffgleichgewicht die wichtigsten sind. Die beiden erstgenannten Prozesse sind mit einem beträchtlichen Schwund des Artikels verbunden (Größenordnung 10 bis 20%). Da diese Schwindung der Chargenstreuung unterliegt, können am fertigen Artikel unbe-

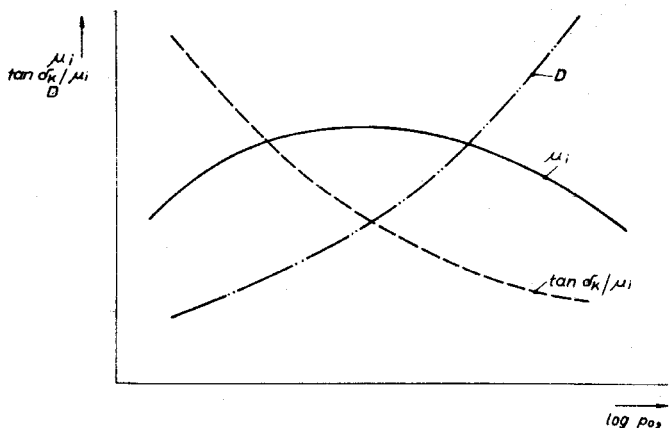


Bild 25 Abhängigkeit von μ_i , $\tan \delta_K/\mu_i$ und D vom Sauerstoffgehalt während der Sinterung (schematische Darstellung)

arbeitete Maße im allgemeinen nur auf $\pm 3\%$ genau eingehalten werden. Insbesondere unter dem Einfluß des Sauerstoffgehalts der Atmosphäre können sich (besonders bei Mangan-Zink-Ferriten) Randzonen von gestörtem Material bilden (bis zu einigen Zehntel Millimeter). Dieses gestörte Material hat bedeutend ungünstigere magnetische Eigenschaften, was sich besonders bei extrem dünnwandigen Körpern auswirkt. Im allgemeinen garantieren die Ferrithersteller daher ihre Werkstoffkennzahlen an ringförmigen Prüfkörpern mit günstigem Verhältnis von Oberfläche und Volumen; für spezielle Artikel gelten entsprechend spezielle Meßgrößen.

Bild 25 zeigt an einem Beispiel, daß man nicht gleichzeitig einen extrem niedrigen Verlustwinkel und extrem kleine Werte der zeitlichen Instabilität (Desakkommodation) erzielen kann. Es wird daher ein technisch vertretbarer Kompromiß gewählt. Falls erforderlich, müssen bestimmte geometrische Abmessungen durch *Schleifbearbeitung* in engere Toleranzen als $\pm 3\%$ gebracht werden. Es sind Planschliff, Rundschleifen des Außendurchmessers und mit speziellen Schleifwerkzeugen un-

Tabelle 4 *Mechanische Toleranzen geschliffener Ferrite*

Verfahren	Maßtoleranz
ungeschliffene Proben	$\pm 3\%$ (für Maße $< 10\text{ mm} : \pm 0,3\text{ mm}$)
Planschliff	$\pm 0,2\text{ mm}$
Planschliff (Feinschliff)	$\pm 0,1\text{ mm}$
Außendurchmesser	$\pm 0,03\text{ mm}$
Außendurchmesser (spitzenloses Rundschleifen)	$\pm 0,01\text{ mm}$

ter Umständen auch Ausschleifen bestimmter Konturen möglich. Tabelle 4 gibt die erzielbaren Toleranzen an.

Dadurch, daß bei derartigen Schleifverfahren eine bestimmte Oberflächenrauigkeit (Größenordnung einige μm) unvermeidbar ist, entstehen dann, wenn man einen magnetischen Kreis aus mehreren Teilen zusammensetzt (beispielsweise Schalenkerne oder U-Kerne), an der Berührungsstelle geringfügige Luftspalte (Berührungsluftspalt). Diese Luftspalte wirken besonders bei höheren Permeabilitäten stark scherend — siehe Gl. (62). Es ist daher üblich, bei Permeabilitäten von 3 bis 5000 die Berührungsflächen mit einem Polierschliff zu versehen, wodurch sich Oberflächenrauigkeiten von weniger als $1\text{ }\mu\text{m}$ erzielen lassen. Daraus wird deutlich, daß es besonders bei höherpermeablen Werkstoffen sehr wichtig ist, die Berührungsluftspalte bei der Montage von Verschmutzung frei zu halten. Aus den gleichen Überlegungen heraus würden bei Permeabilitäten oberhalb 5000 nur noch magnetische Kreise, die aus einem Stück ohne Berührungsluftspalt bestehen (Ringkerne), zu empfehlen sein. Die dadurch auftretenden Schwierigkeiten beim Bewickeln, insbesondere in der Massenproduktion, müssen in Kauf genommen werden, um die hohe Permeabilität und die dadurch mögliche Kleinheit der Bauelemente voll ausnutzen zu können.

Ferrite sind auf Grund dieses keramischen Herstellungsprozesses verhältnismäßig hart, kaum elastisch und sehr spröde. Kanten können bei unsachgemäßer Behandlung leicht ausplittern. Tabelle 5 gibt eine Übersicht über die *mechanischen und thermischen Eigenschaften*.

Tabelle 5 Mechanische und thermische Eigenschaften von Ferriten

Dichte	3,5 ... 5	$\text{g} \cdot \text{cm}^{-3}$
Zerreißfestigkeit	1 ... 2	$\text{kp} \cdot \text{mm}^{-2}$
Druckfestigkeit	5 ... 10	$\text{kp} \cdot \text{mm}^{-2}$
Elastizitätsmodul	$\approx 15\,000$	$\text{kp} \cdot \text{mm}^{-2}$
lineare Wrmedehnzahl	$(5 \dots 10) \cdot 10^{-6}$	grd^{-1}
Wärmeleitzahl	$\approx 0,01$	$\text{cal} \cdot \text{cm}^{-1} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{grd}^{-1}$
spezifische Wärme	$\approx 0,17$	$\text{cal} \cdot \text{g}^{-1} \cdot \text{grd}^{-1}$

Tabelle 6 Veränderungen der Ferrite bei Einwirken verschiedener chemischer Substanzen (Richtwerte bei Zimmertemperatur)

Substanz	Veränderungen der Ferrite
Destilliertes Wasser	keine
Seewasser	keine
schwache Säuren	keine
starke Säuren (H_2SO_4 , HCl , HNO_3 , H_3PO_4 u. .)	Abätzung der Oberfläche (Richtwert: $0,1 \dots 1 \text{ mm} \cdot \text{h}^{-1}$)
Laugen	keine
organische Lösungsmittel	keine

Als keramisches Material sind Ferrite sehr *resistent gegenüber Chemikalien* in mehr oder weniger konzentrierter Form. Lediglich starke Säuren können — wie Tabelle 6 zeigt — eine gewisse Auflösung verursachen.

2.3. Werkstoffübersicht

Das Kombinat VEB Keramische Werke Hermsdorf ist in der DDR der einzige Hersteller weichmagnetischer Ferritbauelemente. Da die vom Kombinat VEB Keramische Werke Hermsdorf angebotene Palette an Werkstoffen und Erzeugnissen bis auf wenige speziell vermerkte Ausnahmen dem international üblichen Stand entspricht, erfolgt zunächst eine Übersicht über die weichmagnetischen Ferrite dieses Betriebs.

Zweckmäßig ist es, sich mit dem Numerierungsschlssel der

Tabelle 7 Numerierungsschlüssel der KWH-Ferrite (Manifer)

Ziffern- gruppe	Werkstoffgruppe	Bemerkungen
Mf 100	Mn-Zn-Ferrite	
Mf 200	Ni-Zn-Ferrite	veraltete Erzeugnisse
Mf 300	Ni-Zn-Co-Ferrite	
Mf 400	Magnetostriktive Ferrite	} nicht Gegenstand dieses Buches
Mf 500	Rechteckferrite	
Mf 600	Mikrowellenferrite	

KWH-Ferrite, den Tabelle 7 zeigt, vertraut zu machen. Behandelt werden im folgenden die Werkstoffgruppen Manifer 100, 200 und 300, wobei die Werkstoffgruppe Manifer 200 als veraltet anzusehen ist. *)

Tabelle 8 bietet eine Übersicht über die Werkstoffeigenschaften. (Werkstoffe für Leistungsferrite werden, da man ihre Daten bei größeren Aussteuerungen ermittelt, in Abschnitt 3.8. „U- und I-Kerne“ behandelt.) Diese Tabelle beweist die grobe Faustregel, daß das Produkt aus Anfangspermeabilität und oberer Grenze des für Filterzwecke vertretbaren Anwendungsfrequenzbereichs etwa eine Konstante ist. Bei höheren Einsatzfrequenzen hat man also mit niederpermeableren Ferritwerkstoffen zu rechnen. Bei der Auswahl eines zu einem bestimmten Zweck notwendigen Ferritwerkstoffs sollte man sich zunächst grundsätzlich über den Einsatzfrequenzbereich klar werden und auf Grund dessen den Ferrit mit der höchsten Permeabilität auswählen, der für diesen Bereich noch zulässig ist.

Beim Aufbau von Filtern, die den Einsatz von Schalenkernen oder ähnlichen Bauformen erfordern, ist zu beachten, daß derartige Kerntypen aus den Werkstoffen bestehen, die als letzte Ziffer eine 3 aufweisen. Weiterhin berücksichtigt man, daß Mf 150 Jochringkernen und Ringkernen vorbehalten ist und daß Mf 195 nur in ungescherten Bauformen geliefert wird und entsprechend eingesetzt werden sollte.

Bei der im unteren Frequenzbereich oft bestehenden Frage: Mf 183 oder Mf 163, ist auf Grund höherer thermischer, zeit-

*) Für „Manifer“ wird im folgenden die Abkürzung „Mf“ benutzt.

licher und feldstärkemäßiger Stabilität sowie höherer Permeabilität Mf 183 vorzuziehen.

Antennenstäbe werden aus den Nickel-Zink-Ferriten Mf 360 und Mf 340 gefertigt.

Besondere Beachtung erfordern die Perminvarferritwerkstoffe Mf 330, Mf 321 und Mf 320. Derartige Ferrite zeichnen sich durch eine bei kleinen Feldstärken nahezu strichförmige Hystereseschleife und durch sehr kleine Verlustwinkel aus. Der Perminvareffekt von seiner physikalischen Natur her schließt aber ein, daß bei Überschreiten einer bestimmten kritischen Feldstärke — der sogenannten Öffnungsfeldstärke — sich diese Schleife irreversibel aufweitet, so daß dann die Kerne schlechtere Güte und etwas höhere Permeabilität zeigen. Dieser Effekt kann nur durch eine Temperung bei einigen hundert Grad Celsius (meist nur beim Hersteller möglich) beseitigt werden. Bei der Montage und beim Betrieb derartiger Ferrite ist daher besonders darauf zu achten, daß die kritischen Feldstärkewerte nicht überschritten werden (z. B. bietet der Dauermagnet des Lautsprechers in einem Rundfunkgerät dafür eine Gefahrenquelle).

Erfahrungsgemäß sind besonders bei Amateuren sowohl Kataloge als auch Ferritteile, die als veraltet angesehen werden müssen, noch vielfach im Gebrauch; daher wird in Tabelle 9 zusätzlich eine Übersicht über die Werkstoffeigenschaften dieser Ferrite gegeben. Außerdem werden die verbesserten Werkstoffe genannt, die an Stelle der veralteten bei Neuentwicklungen oder bei anspruchsvolleren Schaltungen zu benutzen sind. Schließlich enthält Tabelle 10 eine vergleichende Übersicht der Ferrite einiger Herstellerfirmen aus verschiedenen Ländern. Diese Übersicht dürfte besonders beim Umsetzen von Schaltungsbeispielen aus ausländischen Zeitschriften oder anderen Quellen von Nutzen sein.

Naturgemäß ist nicht immer ein exakter Vergleich möglich, da sich in einzelnen Meßgrößen Unterschiede ergeben. Deshalb diente die Anfangspermeabilität als ordnende Richtgröße. Unterschiede können sich insbesondere in der Güte und in den für die magnetische Stabilität kennzeichnenden Größen Temperaturkoeffizient, Desakkommodation und Hystereseeiwert ergeben.

Kenngröße	Dimen- sion	Mf 195 Mf 183 Mf 163 Mf 150 Mf 143	Mf 360 Mf 343 Mf 340	Mf 330 Mf 321 Mf 320
$\mu_1 \pm 20\%$		5000 2200 1000 800 600	300 100 100	35 20 10
Obere Grenz- frequenz	MHz	0,1 0,2 0,5 0,5 1,6	2 10 10	50 100 250
$\tan \delta_K / \mu_1$		4 1,5 8		
bei	10^{-6}			
0,01 MHz	10^{-6}			
0,02 MHz	10^{-6}			
0,05 MHz	10^{-6}	4 15		
0,1 MHz	10^{-6}	6 6		
0,5 MHz	10^{-6}	30 100 16		
1 MHz	10^{-6}		8 20 40	
1,5 MHz	10^{-6}			
5 MHz	10^{-6}	40	50 80	
10 MHz	10^{-6}			80 100
50 MHz	10^{-6}			800 160
100 MHz	10^{-6}			800 300
200 MHz	10^{-6}			1000

α_{μ_1}/μ_t (20—60 °C)	$10^{-6}/\text{Grad}$	0,6 bis 0,5 bis 0,5 bis 8	0,5 bis	0 ... 8 1 ... 6 0 ... 8	0 bis	0 bis	—80 bis
Drei2	10^{-6}	1,8 1,5 2,5	2,5		15	30	+50
h/μ_1^2	10^{-6} cm/A	< 3 < 4 < 8	< 15		< 40	< 50	
		< 1 < 1 < 1,8	< 3	< 20			
T_c	°C	> 110 > 140 > 150 > 110 > 190		> 140 > 360 > 360	> 450 > 500 > 500		
H_c	A/cm	0,1 0,2 0,3 0,4 0,6		1,0 3 ... 6 3 ... 6	—	—	—
Öffnungsfeld- stärke bei Perminvar- ferriten	A/cm				8	10 15	

Kenngröße	Dimension	Mf 193	Mf 270	Mf 153	Mf 140	Mf 250	Mf 110	Mf 240	Mf 230	Mf 220	Mf 310	Mf 210
μ_1		3500	1500	800	400	240	100	120	36	15	5	6
$\tan \delta_K / \mu_1$ bei 0,1 MHz	10^{-6}	10	35	20	20	30	35					
1 MHz	10^{-6}		900		90	70	60	120	150			
10 MHz	10^{-6}							300	200	240		800
50 MHz	10^{-6}									1300	600	1500
α_{μ_1} / μ_1	$10^{-6} / \text{Grad}$	1,5			≤ 8	≤ 8	≤ 18	≤ 14	≤ 16	≤ 20		≤ 50
T_c	$^{\circ}\text{C}$	> 110	$\triangleq 100$	$\triangleq 150$	$\triangleq 180$	$\triangleq 240$	$\triangleq 300$	$\triangleq 340$	$\triangleq 400$	$\triangleq 500$	$\triangleq 500$	
H_c	A/cm	0,2			0,6 bis 1,2	bis 2,4	bis 4...	8	8...14			10 bis 22

(Mf 163)

Mf 195 (Mf 183) Mf 163 (Mf 143) Mf 360 (Mf 340) Mf 340 Mf 330 Mf 321 Mf 320 Mf 320

Neuer Äquivalent-
werkstoff

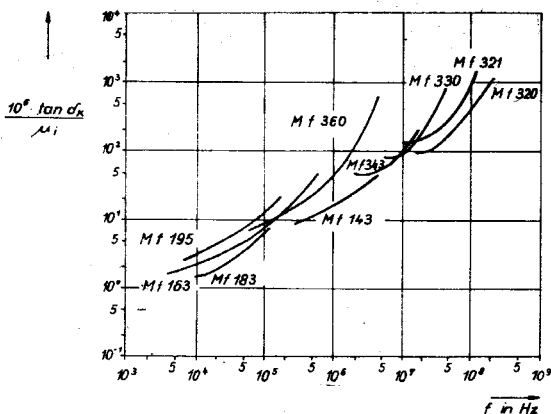


Bild 26 $\tan \delta_K / \mu_i$ in Abhängigkeit von f (Richtwerte) für $\hat{H} \ll H_c$

Ergänzt wird die Werkstoffübersicht noch durch die Bilder 26 bis 29.

Bild 26 zeigt den relativen Verlustfaktor der verschiedenen KWH-Werkstoffe in Abhängigkeit von der Frequenz. Man erkennt, daß die Einhüllende aller Kurven mit wachsender Frequenz ansteigt. Für höhere Frequenzen kann man also grundsätzlich nicht die gleichen kleinen Werte des Verlustfaktors wie im NF-Gebiet erwarten.

Für einige spezielle Anwendungsgebiete dürfte die Kenntnis der Permeabilität in Abhängigkeit von einer Gleichstromvormagnetisierung von Nutzen sein; sie ist daher für Manifer 143, 163 und 183 in Bild 27 bis Bild 29 angegeben. Man erkennt, daß eine mit einem scheren Luftspalt verbundene Senkung der effektiven Permeabilität sich vorteilhaft auf die obere Grenze des Bereichs auswirkt, indem die Permeabilität in Abhängigkeit von der Gleichstromvormagnetisierung konstant ist. Die Bilder enthalten Kurven für einige ausgewählte Werte der reversiblen Permeabilität. Die für einzelne Kerntypen und A_L -Werte eventuell auftretenden Zwischenwerte der reversiblen Permeabilität lassen sich daraus leicht interpolieren. Nach diesen allgemeinen Angaben, die die grundsätzliche

Tabelle 10 Vergleichstabelle von Ferritwerkstoffen verschiedener Hersteller

Vergleich nicht immer exakt möglich, μ_1 diente als Richtgröße
(Leistungsferrite fallen aus diesem Rahmen heraus und werden bei U-Kernen abgehandelt)

μ_1	DDR	DDR (veraltet)	SU	UVR	VRP	ČSSR	BRD	BRD	BRD	Frank- reich	Japan
					Polfer	Pramet	Siemens	Valvo	Stemag	Cofelec	TDK
10	Mf 320	Mf 310	10 B41	N 10	F 11 U 11	NO 1 NO 1 P	U 17	4 E 1	814	H 60	M 2
20	Mf 321	Mf 220	20 B4	N 20	F 21 F 23	NO 2	K 12		818	H 52	K 2
35	Mf 330	Mf 230	30 B42	N 50	F 31 U 31	NO 5			704	H 50	M 1
100	Mf 340	Mf 240	100 HH 100 B4	N 100	F 81					H 30	K 1
100		Mf 110									
100	Mf 343	Mf 243				N 1	K 1	4 C 6	602	H 32	K 6
300	Mf 360	Mf 250	300 HH	N 200	F 201	N 2	M 11	4 B 1	606 612	H 20	K 5

400	Mf 140	400 HH	F 401	4 A 3		
600	Mf 143	700 HM	F 604	M 33 M 25	3 D 3	615 T 31
800	Mf 150		F 801	N 20	3 C 2	
1000	Mf 163	1000 HM 1500 HM	F 1001	H 11	N 22	3 B 3 407 3 B 5 503
1500	Mf 270	2000 HH 1000 HH	F 1501 F 1004	H 10		
2200	Mf 183	2000 HM	F 2001	H 22 H 20	T 26 N 28	3 H 1 T 14 H 6 B
2200	+			N 29	3 B 7	T 10 H 6 D
3500	Mf 193	3000 HM	F 3001	N 30	3 E 1	T 6 H 5 A
5000	Mf 195	4000 HM 6000 HM	F 5001	T 35	3 E 2	T 4 H 5 B, H 5 B 2
10000	+			T 38	3 E 3	H 5 C 2

+¹ Werkstoff wie Mf 183, aber mit TK = $\pm 0,6 \cdot 10^{-6}/\text{Grad}$ (z. Z. nicht im Produktionsprogramm vom Kombinat VEB Keramische Werke Hermsdorf)

+² Werkstoff mit $\mu_1 \approx 10000$ (z. Z. nicht im Produktionsprogramm vom Kombinat VEB Keramische Werke Hermsdorf)

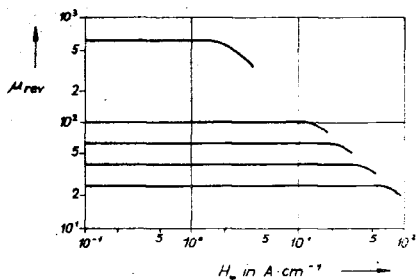


Bild 27
 $\mu_{rev}(H_-)$
 für Mf 143

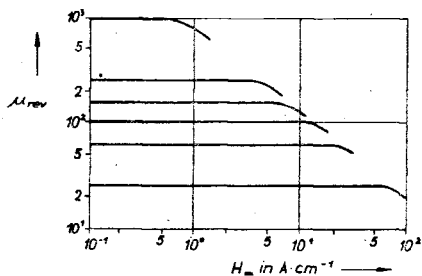


Bild 28
 $\mu_{rev}(H_-)$
 für Mf 163

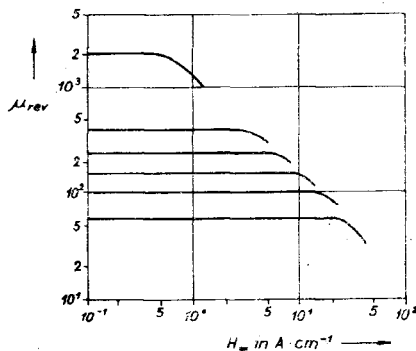


Bild 29
 $\mu_{rev}(H_-)$
 für Mf 183

Auswahl des erforderlichen Werkstoffs ermöglichen, folgen in den nächsten Abschnitten detailliertere Angaben über die spezifischen Kenngrößen der entsprechenden Bauformen.

3. Bauformen

3.1. Schalenkerne

Beim Aufbau von Filterspulen, Spulen in Oszillatorschaltungen, Übertrager o. ä. ist man bestrebt, eine möglichst große Induktivität auf minimalem Raum zu realisieren. Weiterhin wird gefordert, daß die in der Spule verbrauchte Verlustleistung so gering wie möglich und der Induktivitätswert besonders konstant ist. Schließlich muß die Spule gegenüber den störenden Feldern ihrer Umgebung sehr gut abgeschirmt sein. Diese Bedingungen lassen sich erfüllen, wenn man die Spule mit einem weichmagnetischen Kern versieht, dessen Permeabilität groß gegenüber der Luftpermeabilität ist. Weiterhin benötigt man einen magnetischen Rückschluß aus hochpermeablem weichmagnetischem Material, der zweckmäßig so beschaffen ist, daß er die Spule vollständig umhüllt und damit Fremdfeldern gegenüber abschirmt. Auf diese Weise entstanden die *Dosenkerne* (Bild 30), die aus einem Mittelzapfen als Spulenkern sowie einem Kreisring und 2 Abdeckscheiben zur äußeren Umhüllung bestanden. Nachteilig bei dieser Anordnung waren die vielen gegeneinander beweglichen Ferritteile, die in relativ komplizierter Weise aufeinander montiert und gehalten werden mußten.

Mit fortschreitender Verfeinerung der Herstellungstechnologie gelang es schließlich, einen scheibenförmigen Bodenteil mit

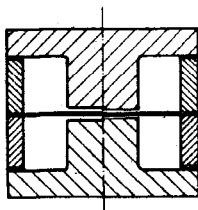


Bild 30
Dosenkern (Schnittzeichnung)

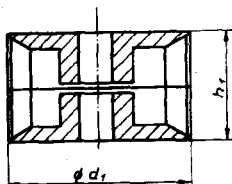


Bild 31

Schalenkern

(Schnittzeichnung);

d_1 — Außendurchmesser des Schalenkerns, h_1 — Höhe des Schalenkerns

aufgesetztem Zapfen und äußerem Ring sintertechnisch aus einem Ferritstück herzustellen. Indem man die Trennfläche des gesamten Gebildes in die Mitte verlegte, konnte man auf diese Weise aus 2 symmetrischen *Schalenkernen* und einer darin befindlichen Spule in einfacherer Weise eine Induktivität im obengenannten Sinn herstellen (Bild 31).

Der gegenüber dem äußeren Ring etwas kürzer ausgebildete Mittelzapfen (technologisch realisiert durch eine Schleifbearbeitung) ermöglichte es, den gesamten magnetischen Kreis mit einem *Luftspalt* zu versehen. Durch diesen Luftspalt gelingt es, die relativ großen Toleranzen der Permeabilität des Ferrits (im allgemeinen $\pm 20\%$) auszugleichen und die effektive Permeabilität dieser Anordnung bedeutend enger zu tolerieren. Der Luftspalt wirkt außerdem günstig auf Güte und Stabilität der Anordnung. Schließlich ist durch eine zentrische Bohrung im Mittelzapfen ein *Feinabgleich der Induktivität* innerhalb enger Grenzen möglich; und zwar kann man einen zylindrischen Ferritkern mit Gewindeteilen aus Kunststoff axial in der Innenbohrung hin und her schieben. Damit wird der Luftspalt des Kernes mehr oder weniger stark durch diesen magnetischen Nebenschluß überbrückt, und die Induktivität verändert sich. Die grundsätzliche Anordnung ist der Schnittzeichnung des Schalenkerns mit Abgleichkern (Bild 32) zu entnehmen.

Eine andere Möglichkeit der Induktivitätsfeineinstellung bietet der vom Dosenkern übernommene *Drehabgleich*. Zu diesem Zweck wird der Mittelzapfen einseitig in Form einer Stufe etwas mehr abgeschliffen (s. Bild 30). Indem man durch Drehen der ganzen Schalenkernhälften gegeneinander diese halbkreisförmigen Aussparungen der beiden Mittelzapfen mehr

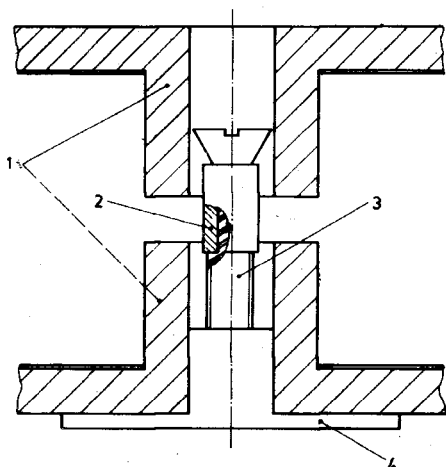


Bild 32 Mittelzapfen des Schalenkerns mit Abgleichkern

(schematische Schnittzeichnung);

1 — Schalenkernhälften, 2 — Ferritringkern des Abgleich-
elements, 3 — Kunststoffschraube des Abgleichelements
(mit Feingewinde), 4 — Gewindescheibe (mit Feingewinde)

oder weniger weit übereinander schiebt, kann man den Gesamtluftspalt und damit den A_L -Wert in engen Grenzen verändern. Da der Abgleich durch Drehen des Gesamtschalenkerns einen relativ großen Kraftaufwand erfordert und der Gesamtabgleichsbereich nur auf einer halben Umdrehung des Schalenkerns unterzubringen ist, läßt sich diese Feineinstellung in der Praxis nur schwer durchführen. Daraus erklärt sich, daß man derzeit meist die bereits erwähnten separaten Abgleichkerne benutzt. Der Drehabgleichkern bringt allerdings den Vorteil, daß der einmal eingestellte Induktivitätswert besser konstant bleibt, da keine zeitlich und thermisch instabilen Kunststoffe am Abgleich beteiligt sind. Für bestimmte Zwecke werden daher solche Drehabgleichkerne auch heute noch benutzt.

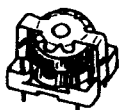
In bezug auf die geometrischen Abmessungen der Ferritteile herrschte anfänglich eine gewisse Willkür, die zu sehr ver-

schiedenartigen Baureihen führte (z. B. Schalenkerne mit Schraubabgleich, Schalenkerne mit Drehabgleich, S-Schalenkerne). Genauere Betrachtungen ergaben dann, daß die geometrischen Abmessungen der Kerne nicht den idealen Bedingungen der Dimensionierung des magnetischen Kreises entsprachen. Neben Teilen des magnetischen Weges, die in ihrer Materialdicke und damit in ihrer magnetischen Querschnittsfläche zu groß dimensioniert waren, gab es Bereiche mit zu kleinem Querschnitt, die zu einer Herabsetzung der effektiven Permeabilität und zur Ausbildung äußerer Streufelder führten. Unter Berücksichtigung dieser Gesichtspunkte wurde die Schalenkernform optimiert. Es entstand eine *Standardreihe*, die sich international durchgesetzt hat und als *optimale Reihe* bezeichnet wird (entsprechend der IEC-Empfehlung Nr. 131 besteht in der DDR die TGL 16565, Bl. 2). Die folgenden Ausführungen beschränken sich daher im wesentlichen auf diese optimale Reihe.

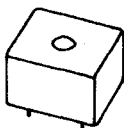
Neben den Ferritteilen werden von den meisten Herstellern noch sehr unterschiedliche *Armaturteile* angeboten, die der sicheren Montage und Befestigung des Kernes auf der Leiterplatte, der Aufnahme der Wickeldrähte sowie dem Induktivitätsfeinabgleich dienen (Bild 33). Es würde im Rahmen dieser Broschüre zu weit führen, die einzelnen Ausführungsformen zu behandeln; die folgende Darstellung beschränkt sich daher auf die vom Kombinat VEB Keramische Werke Hermsdorf angebotenen Armaturteile.

Es werden Wickelkörper aus Thermoplastmaterial angeboten, die für eine Reihe von Typen durch Zwischenwände auch in 2 oder 3 voneinander getrennte Wickelkammern unterteilt sind. Als Träger des gesamten Schalenkerns dient der sogenannte Lötstiftträger, ein Kunststoffteil aus Thermoplastmaterial mit eingesetzten Lötstiften, die einerseits entsprechend dem Rastermaß 2,5 mm die Montage des gesamten Bauelements auf einer Leiterplatte gestatten, andererseits zum Anlöten der aus der Spule über die Drahtausführungsnuten des Schalenkerns herausgeführten Wickelenden dienen. Auf diesem Lötstiftträger wird der Schalenkern mit der Spule durch einen Bügel aus Neusilberblech gehalten. Der Bügel steht unter einer

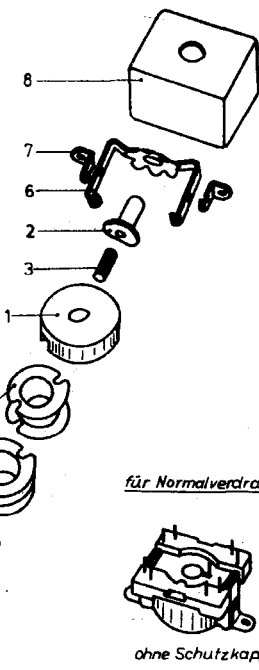
für gedruckte Schaltungen



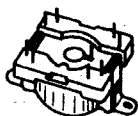
ohne Schutzkappe



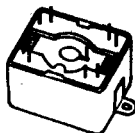
mit Schutzkappe



für Normalverdrahtung



ohne Schutzkappe



mit Schutzkappe

Bild 33 Schalenkerne und Armaturteile der optimalen Reihe;
1 — Ferritschalenkern, 2 — Gewindescheibe, 3 — Abgleichelement, 4 — Spulenkörper mit 1, 2 bzw. 3 Kamern, 5 — Lötstiftträger, 6 — Bügel, 7 — Befestigungswinkel (nur bei Normalverdrahtung), 8 — Schutzkappe

bestimmten Vorspannung, so daß die beiden Schalenkernhälften sicher und ohne Gefahr seitlicher Verschiebung aufeinander gedrückt werden. Bedarfsweise benutzt man Schutzkap-

pen und Befestigungswinkel. Zum Abgleich dienen Kunststoffschrauben, die sich in eine Gewindescheibe eindrehen lassen und einen kleinen Ferritringkern tragen. In einer neueren Ausführung befindet sich ein kleiner Zylinderkern in einem hülsenförmigen Kunststoffteil mit einer unten angespritzten Kunststoffschraube. Für einige Typen sind auch noch Gewindekerne aus Ferritmaterial üblich, die selbstschneidend in eine Buchse eingedreht werden können.

Bei hohen Ansprüchen an die Konstanz werden vielfach die *Schalenkernhälften* an der Trennfuge zusätzlich verklebt (beispielsweise mit Epoxidharz). Weiterhin ist es möglich, den Spulenkörper gegen Verschieben zu sichern, indem man ihn in eine Schalenkernhälfte einklebt. Zum Festlegen der Abgleich-elemente benutzt man oft Wachse, die ein späteres Nachgleichen ermöglichen. Bei Schalenkernwerkstoffen niederer und mittlerer Permeabilität ist es auch möglich, auf die äußeren Armaturteile (Lötstifträger, Bügel) völlig zu verzichten und die Schalenkernhälften lediglich miteinander zu verkleben.

Eine neuere Variante besteht darin, an den *Spulenkörpern* über seitliche Ansatzstücke die *Lötstifte direkt anzubringen* (Bild 34). Auf diese Weise gelingt ein platzsparender Aufbau. Aus Gründen der mechanischen Stabilität und der Temperaturbeständigkeit (insbesondere bei den notwendigen Lötvorgängen) muß allerdings für die Herstellung solcher Spulenkörper Duroplastmaterial benutzt werden, das höhere Anforderungen an die Plastverarbeitungstechnik stellt. Aus der grundsätzlichen Bauart des Schalenkerns haben sich in den vergangenen Jah-

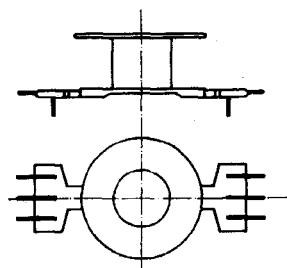


Bild 34
Spulenkörper mit angesetzten
Lötstiften

ren eine Reihe weiterer ähnlicher Bauformen herausgebildet, die in Abschnitt 3.3. (Teil 2) behandelt werden.

3.1.1. Begriffe und Berechnungshinweise

Um die elektrischen Eigenschaften von Schalenkernen (Induktivität, Verluste, Güte, Abhängigkeit der Kenndaten von der Frequenz, Aussteuerung, Temperatur, Zeit usw.) berechnen zu können, sind noch einige Begriffe zu erläutern.

Prinzipiell werden 3 Fälle unterschieden:

- a — ohne Luftspalt (ungescherter magnetischer Kreis),
- b — mit Luftspalt (konstant gescherter magnetischer Kreis),
- c — mit Luftspalt und Abgleichelement (variabel gescherter magnetischer Kreis).

Für die Berechnung der Induktivität wird der sogenannte A_L -Wert eingeführt. Das ist der auf eine Windung bezogene reziproke magnetische Gesamtwiderstand des Schalenkerns. Aus Gl. (18) folgt

$$L = \frac{N^2}{R_m} = N^2 \cdot A_L. \quad (63)$$

Zu beachten ist, daß der A_L -Wert in *Nanohenry* (nH; 1 nH = 10^{-9} H), manchmal auch *Nanohenry je Windungsquadrat* angegeben wird.

$$\begin{aligned} \text{Beispiel} \quad A_L\text{-Wert} &= 1000 \text{ nH}/(\text{Wdg.})^2 \\ N &= 100 \text{ Wdg.} \\ L &= N^2 \cdot A_L \\ &= 10^4 \cdot 10^3 (\text{Wdg.})^2 \cdot \frac{\text{nH}}{(\text{Wdg.})^2} \\ &= 10^7 \text{ nH} = 10 \text{ mH} \end{aligned}$$

In Bild 35 ist Gl. (63) für die am häufigsten verwendeten A_L -Werte grafisch dargestellt.

Für Schalenkerne mit Luftspalt wird zusätzlich die *effektive Permeabilität* μ_e angegeben. A_L -Wert bzw. magnetischer Widerstand R_m und μ_e lassen sich über Gl. (5) ermitteln. Es gilt

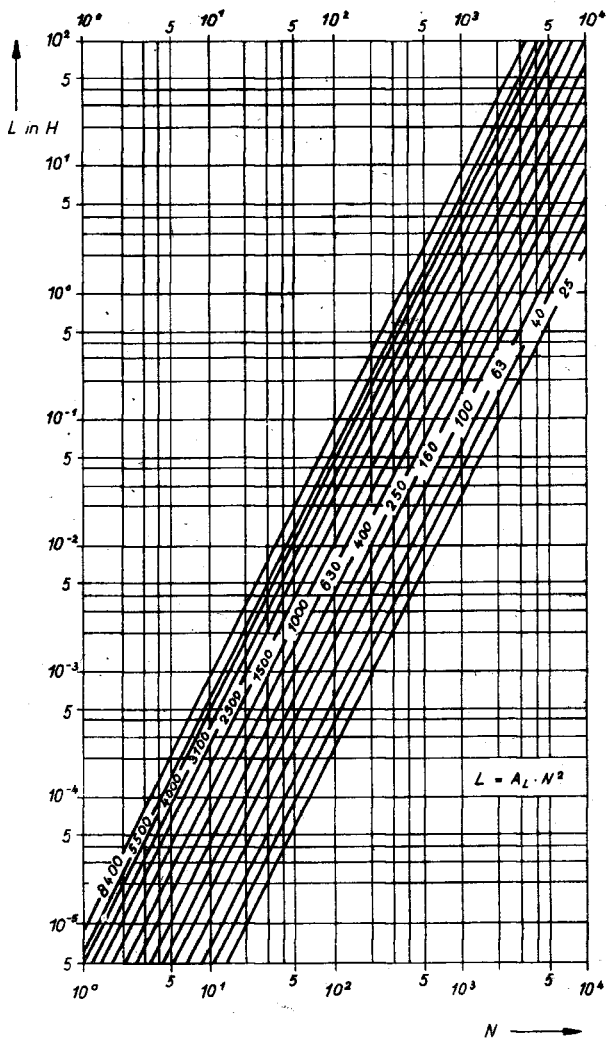


Bild 35 Abhängigkeit der Induktivität von der Windungszahl und dem A_L -Wert

$\mu = \mu_0 \cdot \mu_e$. Bei luftspaltlosen Kernen muß man einen kleinen sogenannten Berührungsluftspalt einkalkulieren, der aus fertigungstechnischen Gründen (Oberflächenrauigkeit der Schliffflächen) nicht zu vermeiden ist. Näherungsweise kann man in diesem Fall bei nicht zu hohen Permeabilitäten $\mu_e = \mu_1$ setzen.

Beispiel Formkonstante $\sum \frac{1}{A} = 9,56 \text{ cm}^{-1}$

A_L -Wert = 100 nH

effektive Permeabilität = 76

(Schalenkern 11 × 6, Werkstoff Manifer 163)

— gesucht A_L -Wert

$$R_m = \frac{1}{\mu_0 \cdot \mu_e} \cdot \sum \frac{1}{A}$$

$$= \frac{9,56}{1,256 \cdot 10^{-8} \cdot 7,6 \cdot 10^1} \cdot \frac{(\text{Acm})}{(\text{Vs}) \cdot \text{cm}}$$

$$R_m = 10^7 \frac{\text{A}}{\text{Vs}}$$

$$A_L = \frac{1}{R_m} = 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{A}} = 100 \text{ nH} \quad (\text{je Wdg.}^2)$$

— gesucht μ_e

$$A_L = 100 \cdot 10^{-9} \frac{\text{Vs}}{\text{A}} = 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{A}}$$

$$R_m = \frac{1}{A_L} = 10^7 \frac{\text{A}}{\text{Vs}}$$

$$\mu_e = \frac{1}{\mu_0 \cdot R_m} \cdot \sum \frac{1}{A}$$

$$\mu_e = \frac{9,56}{1,256 \cdot 10^{-8} \cdot 10^7} \cdot \frac{(\text{A} \cdot \text{cm}) \cdot (\text{Vs})}{(\text{Vs}) \cdot (\text{cm}) (\text{A})}$$

$$\mu_e = 76$$

Da die Angabe der Werkstoffeigenschaften überwiegend scherungsunabhängig erfolgt ($\tan \delta_K/\mu_i$, α_{μ_i}/μ_i , h/μ_i^2 usw.) ist μ_e für die Berechnung der Eigenschaften des ungesicherten Kernes unbedingt erforderlich.

Beispiel (Werkstoff Mf 163, $f \approx 500$ kHz, $\mu_i = 1000$)

Werkstoffangaben:

$$\tan \delta_K/\mu_i = 3 \cdot 10^{-5}$$

$$\alpha_{\mu_i}/\mu_i = 2 \cdot 10^{-6} \text{ grad}^{-1}$$

$$D_{\text{rel}} \leq 8 \cdot 10^{-6}$$

$$h/\mu_i^2 \leq 1,8 \cdot 10^{-6} \text{ cm/A}$$

- ungescherter Kern: $\tan \delta_K = 3 \cdot 10^{-2}$
(z. B. Schalenkern $\alpha_{\mu_i} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ grad}^{-1}$

11×6 ,

$$A_L = 800 \text{ nH}$$

$$D \leq 8 \cdot 10^{-3}$$

$$h \leq 1,8 \text{ cm/A}$$

- gescherter Kern:

(Schalenkern 11×6 ,

$$A_L = 100 \text{ nH}, \mu_e = 76)$$

$$\text{nach Gl. (51): } \tan \delta'_K = 76 \cdot 3 \cdot 10^{-5} = 2,3 \cdot 10^{-4}$$

$$\text{nach Gl. (39): } \alpha_{\mu_e} = 76 \cdot 2 \cdot 10^{-6} = 1,5 \cdot 10^{-4} \text{ grad}^{-1}$$

$$\text{nach Gl. (42): } D_L \leq 76 \cdot 8 \cdot 10^{-6} = 6 \cdot 10^{-4}$$

$$\text{nach Gl. (49): } h' \leq 5,8 \cdot 10^3 \cdot 1,8 \cdot 10^{-6} = 10^{-2} \text{ cm/A}$$

Daraus wird deutlich, daß sich bezüglich der Verlusteigenschaften und der Stabilität ein gescherter Schalenkern günstiger verhält als ein ungescherter. Nachteilig ist die Nichtausnutzung der Werkstoffpermeabilität (im Beispiel $\mu_i = 1000$). Infolge des kleineren μ_e (im Beispiel $\mu_e = 76$) wird eine höhere Windungszahl als beim ungesicherten Kern benötigt.

Je größer der Luftspalt (Scherung) und je kleiner μ_e , desto größer darf die *maximale Feldstärke* (maximaler Spulenstrom) sein, die für den nach μ_e berechneten L-Wert noch zulässig ist. Speziell für eine *Wechselfeldaussteuerung mit überlagertem Gleichstrom* (Vormagnetisierung) ist der Einsatz gescherter Kerne teilweise unumgänglich. Die Amplitude der Wechselfeldstärke im Kernmaterial H_K sollte innerhalb des Rayleigh-Gebiets liegen.

Zur Ermittlung des maximal möglichen Spulenstroms $\hat{I}$ nach Gl.(21) gilt bei ungescherten Kernen $\hat{H} = \hat{H}_K \leq (0,1 \dots 0,2) H_c$. Bei Kernen mit Luftspalt vermindert sich bei gleichem Strom die Feldstärke im Kernmaterial entsprechend der Scherung. Unter Verwendung der Bedingung $\hat{H}_K \leq (0,1 \dots 0,2) H_c$ kann $\hat{H}$ nach Gl. (64) ermittelt werden:

$$\hat{H} = \frac{\mu_i}{\mu_e} \hat{H}_K. \quad (64)$$

Anders ausgedrückt: Bei gescherten Kernen ist ohne Überschreitung der Grenzen des Rayleigh-Gebiets ein höherer Spulenstrom möglich.

Für den Betrieb mit Vormagnetisierung läßt sich die zulässige Gleichstromfeldstärke H_- aus Katalogkurven (z. B. Bild 27 bis Bild 29) ablesen, wobei näherungsweise $\mu_e = \mu_{rev}$ gesetzt werden darf.

Beispiel 11×6 , Mf 163 ($H_c = 0,3 \text{ A/cm}$, $\mu_i = 1000$)
 $\mu_e = 76$ ($A_L = 100 \text{ nH}$)

Zulässige Wechselfeldstärke nach Gl. (64) mit $\hat{H}_K = 0,2 H_c = 6 \cdot 10^{-2} \text{ A/cm}$: $\hat{H} = 10^3 \cdot 6 \cdot 10^{-2} / 76 \approx 0,8 \text{ A/cm}$.

Zusätzlich zulässige Gleichfeldstärke nach Bild 28:

$$H_- \leq 15 \text{ A/cm}.$$

Wesentlich komplizierter ist eine theoretische Abschätzung der Gesamtgüte Q des Schalenkerns nach Gl. (54), da Schalenkern- und Spuleneigenschaften gemeinsam Q beeinflussen. Von den Herstellerfirmen werden daher für jeden Schalenkerntyp Diagramme angegeben, die jedoch nur in Verbindung mit den entsprechenden Prüfspulendaten Gültigkeit haben.

Die Güte Q in Abhängigkeit der Frequenz, Parameter A_L -Wert, ist als Beispiel in Bild 36 dargestellt.

Näherungsweise findet man für die Gütebestimmung des Schalenkerns in Abhängigkeit von der Frequenz folgende Beziehungen:

Entsprechend Bild 10a muß zunächst der Gesamtverlustwiderstand R_{ges} um 2 Verlustanteile (R_I , R_s) erweitert werden:

$$R_{ges} = R_0 + R_K + R_I + R_s; \quad (65)$$

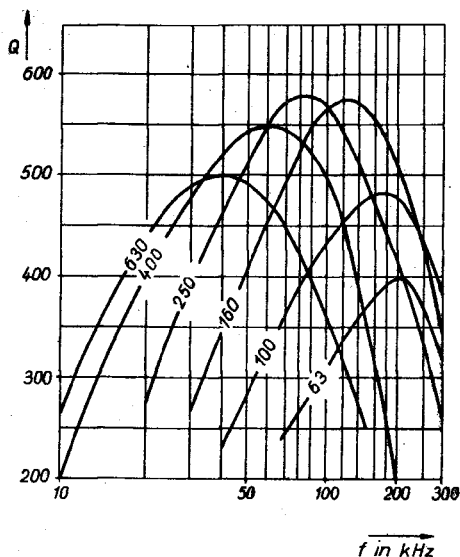


Bild 36 Güte in Abhängigkeit von der Frequenz, Parameter A_L -Wert (Schalenkern 22×13 , Mf 163)

Meßspule: 100 Wdg., HFL $20 \times 0,07$

$$R_0 = 0,94 \, \Omega$$

$$L_0 = 99,8 \, \mu\text{H}$$

$$Q_0 = 90 \text{ bei } f = 400 \text{ kHz}$$

R_I — Verlustwiderstand durch Schalenkernhalterung, R_s — Wirbelstromverlustwiderstand der Spule.

Experimentell findet man für $R_I + R_s$ folgende Frequenzabhängigkeit:

$$R_I + R_s \approx C \cdot (f)^{\frac{3}{2}}. \quad (66)$$

C bedeutet eine von der Litze, Litzenisolation, Lagenzahl und Spulengeometrie abhängige Spulenkongstante, die meßtechnisch ermittelt werden muß.

Die Gütebeziehung lautet dann :

$$Q = \left[\frac{R_0 + C \cdot (f)^2}{\omega L} + \tan \delta'_K \right]^{-1} \quad (67)$$

Bei abgleichen Schalenkernen wird der Variationsbereich der Induktivität durch das Abgleichelement als *Abgleichbereich* bezeichnet.

Zur Ermittlung der Induktivität in Abhängigkeit von der Anzahl der Umdrehungen des Abgleichelements erhält man eine glockenartige Kurve mit dem Maximalwert $L_{\max}$ und den beiden Minimalwerten $L_{\min}$ (Bild 37). Je nach Bezugsgröße $L_{\max}$ oder $L_{\min}$ wird der Abgleichbereich durch folgende Beziehungen errechnet:

$$\frac{\Delta L}{L_{\max}} = \frac{L_{\max} - L_{\min}}{L_{\max}} \cdot 100\% \quad (68)$$

bzw.

$$\frac{\Delta L}{L_{\min}} = \frac{L_{\max} - L_{\min}}{L_{\min}} \cdot 100\% \quad (69)$$

$L_{\min}$ ist als die kleinste mit dem Abgleichelement erreichbare Induktivität definiert.

$L_{\min}$ darf höchstens 1% größer als die Induktivität des Schalenkerns ohne Abgleichelement sein. Die Kurve Bild 37 verläuft symmetrisch, so daß für die Angabe der L-Abhängigkeit nur eine Kurvenhälfte erforderlich ist. Als *Abgleichkurve*

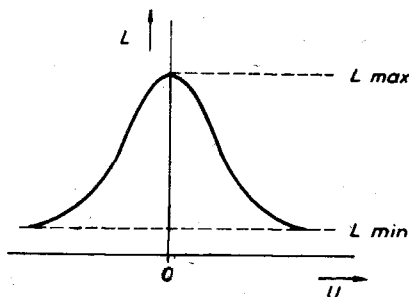


Bild 37
Induktivität in
Abhängigkeit von der
Umdrehung des
Abgleichelements

wird nun die Induktivitätsänderung in Abhängigkeit der Anzahl der Umdrehungen U bezeichnet. Je nach Bezugsgröße verwendet man die Beziehungen:

$$\frac{\Delta L}{L_{\max}} = \frac{L_{\max} - L(U)}{L_{\max}} \cdot 100\% \quad (70)$$

bzw.

$$\frac{\Delta L}{L_{\min}} = \frac{L_{\max} - L(U)}{L_{\min}} \cdot 100\% \quad (71)$$

Ein Beispiel ist in Bild 38 dargestellt. Der Anstieg der Abgleichkurve wird als Abgleichsteilheit S bezeichnet. Von Umdrehung zu Umdrehung gerechnet ist die L -Änderung ΔL unterschiedlich. Für S gibt man daher den Maximalwert von ΔL an, d. h. den innerhalb der Abgleichkurve vorkommenden größten Wert des Anstiegs:

$$S = \frac{|\Delta L|_{\max}}{L_{\max}} \cdot 100\% \quad (72)$$

bzw.

$$S = \frac{|\Delta L|_{\max}}{L_{\min}} \cdot 100\% \quad (73)$$

Die Güte des Schalenkerns wird durch das Abgleichelement beeinflusst. Bei fester Meßfrequenz sind sowohl Gütegewinn als auch Güteminderung möglich, wobei in Datenblättern als

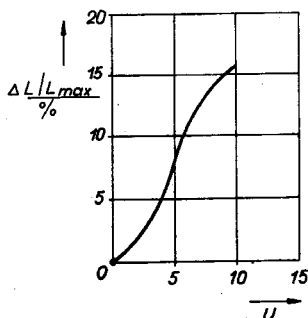
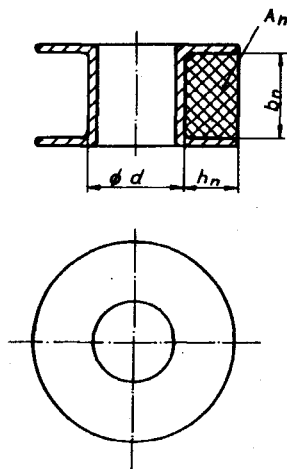


Bild 38
Abgleichkurve
(Schalenkern 11 × 6, Mf 163,
 $\Delta L = 100 \text{ nH}$)

Bild 39

Rechengrößen beim Spulenkörper des Schalenkerns
(Darstellung: 1 Kammer)



Zahlenwert vorwiegend die größte Güteminderung $\Delta Q/Q$ angegeben wird:

$$\frac{\Delta Q}{Q} = \frac{Q - Q_{\min}}{Q} \cdot 100\% ;$$

Q — Güte des Schalenkerns ohne Abgleichelement bei festgelegter Meßfrequenz f , vorwiegend Frequenz des Gütemaximums (s. Bild 36), $Q_{\min}$ — minimaler Gütewert innerhalb des Abgleichbereichs bei Meßfrequenz f .

Für die *Spulenkörper* je Schalenkernbauform sind größtenteils noch folgende Angaben zu finden (Bild 39):

h_n — nutzbare Wickelraumhöhe, b_n — nutzbare Wickelraumbreite, A_n — nutzbarer Wickelraumquerschnitt

mit

$$A_n = h_n \cdot b_n ; \quad (75)$$

l_m — mittlere Windungslänge

mit

$$l_m = \pi (d + h_n) . \quad (76)$$

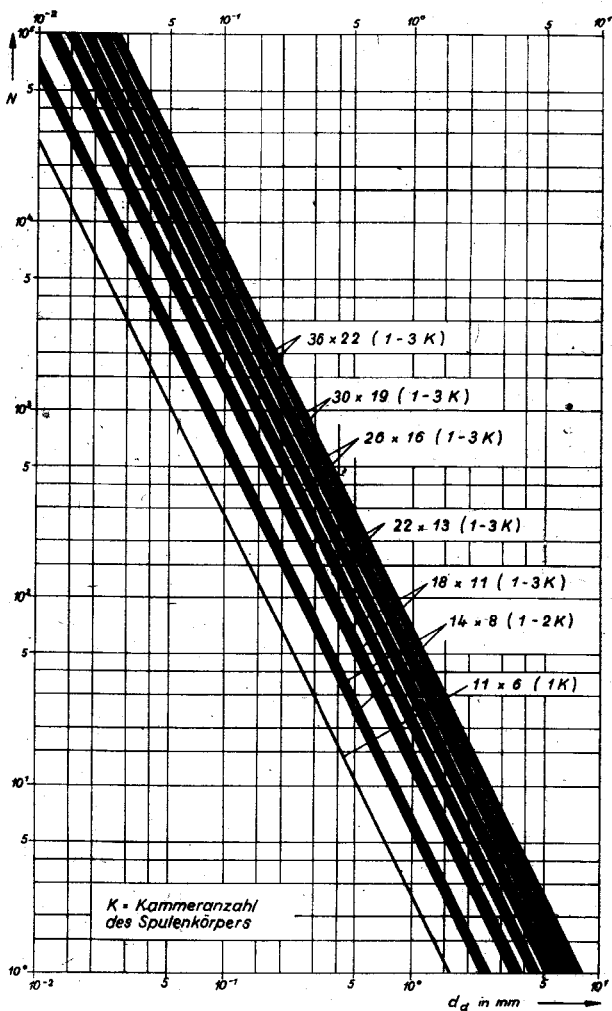


Bild 40 Windungszahl in Abhängigkeit vom Drahtaußendurchmesser
(Δ_n als Parameter durch Angabe des Schalenkerntyps)

Zur Abschätzung, ob sich der ausgewählte Spulenkörper für die berechnete Windungszahl N mit Drahtaußendurchmesser d_d überhaupt verwenden läßt, kann Gl. (77) oder Bild 40 benutzt werden

$$N = \frac{A_n}{d_d^2} \quad (77)$$

3.1.2. Geometrische Abmessungen

Die einzelnen *Schalenkerntypen* unterscheiden sich in ihren *mechanischen Abmessungen*. Innerhalb eines solchen Typs sind durch Variation des Ferritwerkstoffs sowie des scherenenden Luftspalts eine Reihe unterschiedlicher A_L -Werte möglich. Als Nennmaße eines bestimmten Schalenkerntyps benutzt man den Außendurchmesser des Ferritteils (ohne Armatur) und die Höhe eines aus 2 Schalenkernen bestehenden Schalenkernsatzes.

Beispielsweise bedeutet die Angabe „18×11“, daß man es mit einem Schalenkern von etwa 18 mm Außendurchmesser und etwa 11 mm Höhe zu tun hat.

Die genauen Nennmaße der Schalenkerne der optimalen Reihe sind in Tabelle 11 (Spalte d_1 , h_1) angegeben. Neben den genauen Nennmaßen enthält diese Tabelle noch die Toleranzen von Durchmesser und Höhe. Damit ist es möglich, an einem vorliegenden Ferritmuster den entsprechenden Typ zu bestimmen.

Die Nennmaße sind gleichzeitig die Minimalmaße einer Schalenkerninduktivität ohne Armaturteile, wie sie beispielsweise bei Anwendung von Klebetechniken zum Verbinden der Schalenkernhälften vorkommen können.

Weiterhin sind in Tabelle 11 die Abmessungen des komplett armierten Schalenkerns angegeben (Spalte 1, b, h_2).

Dabei bestimmt der Lötstiftträger mit seiner rechteckförmigen Grundfläche die Länge und Breite des Bauelements. Die Höhe wird bestimmt durch den Abstand zwischen der Unterkante des Lötstiftträgers und der höchsten Erhebung des Bügels. Die an der Unterseite aus dem Lötstiftträger herausragenden

Tabelle 11 Nennmaße der Schalenkerne der optimalen Reihe
(nach TGL 16565, Bl. 2) mit und ohne Armatur

Nenn- größe	Schalenkern d1 in mm	h1 in mm	Komplette Armatur		
			l in mm	b in mm	h2 in mm
5 × 3*)	5,8—0,15	3,3—0,1			
7 × 4	7,35—0,2	4,2—0,1			
9 × 5	9,3—0,3	5,4—0,2	10,0	10,0	9,0
11 × 6	11,3—0,4	6,6—0,3	14,0	14,0	10,5
14 × 8	14,3—0,5	8,5—0,3	18,5	14,5	13,5
			18,5	17,0	13,5
18 × 11	18,4—0,8	10,7—0,3	24,5	19,5	15,7
22 × 13	22,0—0,8	13,6—0,4	24,5	24,5	18,0
26 × 16	26,0—1,0	16,3—0,4	29,5	29,5	21,0
30 × 19	30,5—1,0	19,0—0,4	34,5	32,0	24,0
36 × 22	36,2—1,2	22,0—0,6	39,5	37,0	27,0
42 × 29	43,1—1,4	29,9—0,6			
70 × 42*)	70,0—2,2	42,0—0,8			

*) In der DDR noch nicht standardisiert.

Lötstifte werden bei der Höhenangabe nicht erfaßt. Zu beachten ist, daß sich bei Verwendung der Schutzkappe (s. Bild 33) die Abmessungen l und b jeweils um 1,8 mm vergrößern, h2 dagegen um 1,0 mm.

Erfahrungsgemäß haben viele Amateure noch Muster oder Kataloge aus älteren Schalenkern-Baureihen zur Verfügung; deshalb wird in Tabelle 12 eine Aufstellung derartiger Reihen gegeben. Der in dieser Tabelle benannte Äquivalenttyp der optimalen Reihe wurde durch Vergleich des A_L -Wertes der ungescherten Kerne ausgesucht.

Da sich die einzelnen Baureihen auch in ihrem Wickelraum unterscheiden, kann es vorkommen, daß auch der nächsthöhere oder tiefere Abmessungstyp der optimalen Reihe in Frage kommt.

Die Benutzung dieser Typen kann in einigen speziellen Fällen gegenüber der optimalen Reihe gewisse Vorteile bringen. Beispielsweise haben die KWH-Schraubabgleich-Kerne 4 Drahtausführungsnuten gegenüber 2 bei der optimalen Reihe.

Tabelle 12 Nennmaße der Schalenkerne älterer Bauformen und Äquivalenttypen der optimalen Reihe mit vergleichbarem A_L -Wert bei Luftspalt = 0.

Schraub- abgleich	DDR		BRD		Dreh- abgleich	DDR		BRD
	optimale Reihe, Siemens	Äquivalent	Valvo S-Kerne	Äquivalent		optimale Reihe, Valvo- Äquivalent	Drehabgleich	
11 × 6	9 × 5	9 × 7			25 × 16 D	26 × 13	D 25 × 12	
14 × 8	11 × 6	11 × 7			25 × 26 D	18 × 11	D 25 × 16	
18 × 14	14 × 8	14 × 8	14 × 8		36 × 22 D	36 × 22	D 36 × 22	
23 × 17	14 × 8	18 × 14	18 × 12		36 × 32 D	26 × 16		
	22 × 13	23 × 17	23 × 17		42 × 25 D	42 × 29		
28 × 23	26 × 16	28 × 23	25 × 16		45 × 39 D	36 × 22	D 45 × 39	
34 × 28	30 × 19	34 × 28	35 × 23					
	41 × 25	41 × 25	45 × 25					
	42 × 29							

Bei Wicklungen mit mehreren Anzapfungen kann dies unter Umständen nützlich sein. — Die Vorteile der Drehabgleichkerne bezüglich Stabilität wurden schon früher erwähnt. — Man sollte es jedoch vermeiden, bei Neuentwicklungen derartige Kerne zu verwenden, da insgesamt doch die Nachteile überwiegen.

Die Armaturteile gemäß TGL 16565, Bl. 2, ermöglichen den Einbau für Normalverdrahtung in der Weise, daß der komplett armierte Schalenkern mit den aus der Unterseite des Lötstiftträgers herausragenden Lötstiften nach oben benutzt wird. Die Befestigung erfolgt dabei durch die in den Bügel seitlich eingehängten Befestigungswinkel. Umgekehrt wird beim Ein-

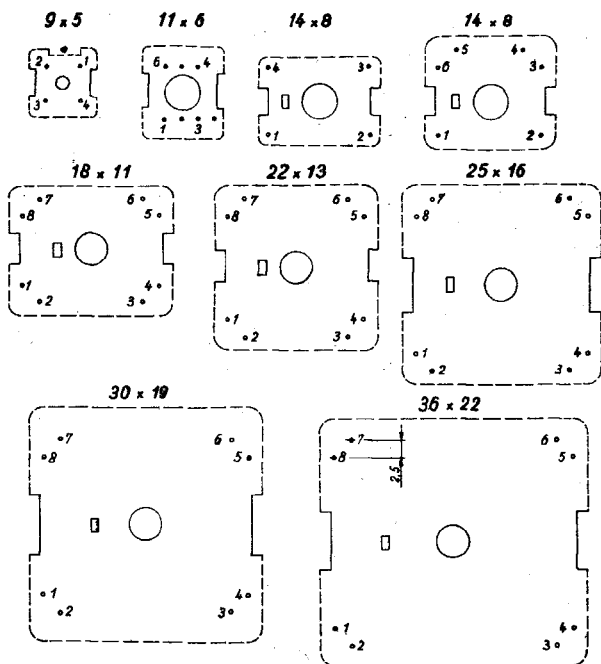


Bild 41 Lötanschlüsse im Rastermaß

bau in gedruckte Schaltungen der armierte Kern mit den Lötstiften nach unten benutzt. Die Lötstifte tragen bei dieser Befestigungsart das gesamte Bauelement, so daß sich die Befestigungswinkel erübrigen. Die Anordnung der Lötstifte erfolgt in einem Rastermaß von 2,5 mm. Die Lötstifte selbst haben einen Durchmesser von 0,7 mm. Bild 41 zeigt die Lötstiftnanordnungen für die einzelnen Schalenkerntypen. In diesem Bild sind außerdem gestrichelt die Außenkonturen des Lötstiftträgers eingezeichnet.

Für den Schalenkern 14×8 gibt es 2 Ausführungen des Lötstiftträgers (4 bzw. 6 Lötstifte).

Der in Bild 41 bei den Typen ab 14×8 durch ein Rechteck markierte Erdungstift des Lötstiftträgers hat eine Querschnittsfläche von $0,5 \text{ mm} \times 1,3 \text{ mm}$.

Tabelle 13 Kenndaten der Spulenkörper (nach Katalog des Kombinats VEB Keramische Werke Hermsdorf)

Nenn- größe	Kammer- anzahl	l_m in mm	h_n in mm	b_n in mm	A_n in mm ²
7 × 4	1	14	0,7	2,0	1,4
9 × 5	1	19	0,8	2,5	2,1
11 × 6	1	22	1,0	2,7	2,7
14 × 8	1	28	1,6	4,3	6,9
	2			2 × 1,9	6,1
18 × 11	1	36	2,4	5,9	14,1
	2			2 × 2,7	13,0
	3			3 × 1,65	11,9
22 × 13	1	44	2,8	7,5	21,0
	2			2 × 3,45	19,3
	3			3 × 2,1	17,6
26 × 16	1	52	3,4	9,3	31,6
	2			2 × 4,35	29,6
	3			3 × 2,7	27,6
30 × 19	1	61	4,2	11,1	46,6
	2			2 × 5,15	43,3
	3			3 × 3,2	40,3
36 × 22	1	73	5,2	12,5	65,0
	2			2 × 5,8	60,3
	3			3 × 3,6	56,1
42 × 29	1	85	6,9	17,6	120,5
	2			2 × 8,3	115,6

Die bei jedem Typ in der Mitte gezeichnete Lochbohrung ist nur nötig, wenn ein Abgleich des Kerns durch die Leiterplatte hindurch erfolgen soll.

In bezug auf die *Spulenkörper* ist für den Anwender wichtig, den maximal möglichen nutzbaren Wickelraumquerschnitt sowie die mittlere Windungslänge zu kennen. Tabelle 13 vermittelt diese Daten.

Weitere Abmessungen von Schalenkernen und Armaturteilen gewährleisten, daß sich die einzelnen Teile auch bei ungünstigem Ausfall der entsprechenden Toleranzen stets zusammenmontieren lassen. Dies ist wichtig, wenn Teile aus verschiedenen Lieferungen verarbeitet werden.

Die *Bügel* sind so dimensioniert, daß sie die Schalenkernhälften mit einer bestimmten, vom Schalenkerntyp abhängigen Kraft (Größenordnung 1 bis 10 kp) zusammendrücken. Das ist wichtig, um bei ungescherten Kernen die entsprechenden A_L -Werte zu erzielen und dem Kern Stabilität gegenüber mechanischen Erschütterungen zu verleihen (geprüft durch definierte Schüttel- oder Stoßbelastungen).

Die Notwendigkeit, die Schalenkernspule vor klimatischen Einflüssen (insbesondere Feuchtigkeit) zu schützen, führte zu einer Reihe unterschiedlicher Lösungsversuche. Kritisch dabei sind der Spulenwickel und — besonders bei Werkstoffen für höhere Frequenzen — auf Grund seiner Porosität der Schalenkern selbst.

Das Vergießen des Wickels mit feuchtigkeitsabweisenden Massen blieb erfolglos, weil diese Massen im allgemeinen dielektrische Verluste verursachen bzw. bei Temperaturwechselbelastung n rissig werden; außerdem blieb der Ferritkern ungeschützt.

Eine andere Möglichkeit besteht darin, die gesamte Schalenkernspule in einem Blechgehäuse hermetisch gegen Feuchtigkeit abzuschließen. Dieser Weg wurde vom Kombinat VEB Keramische Werke Hermsdorf mit seinen *Armaturen in „dichter Ausführung“* beschritten. Dabei bestehen Schutzkappe sowie Lötstiftträger aus Blech und müssen nach der Montage aller anderen Teile fest miteinander verlötet werden. Die Lötstifte sind gegenüber dem Metallgehäuse durch eingeschmol-

zene Glasdurchführungen zu isolieren. Nachteilig wirkt sich die — besonders bei höheren Frequenzen — merkliche Güteminderung durch die Blechkappe aus.

3.1.3. Elektrische und magnetische Kenndaten

Je nach Verwendungszweck ist der *Anwendungsbereich* der einzelnen Schalenkernwerkstoffe begrenzt. Während bei Spulen hoher Güte, wie sie für Filter und Schwingkreise benötigt werden, der mit steigender Frequenz wachsende magnetische Verlustwinkel des Werkstoffs den Anwendungsbereich stark einschränkt, sind beispielsweise für Breitbandübertrager diese Grenzen sehr viel weiter gesteckt.

Tabelle 14 Übersicht über Einsatzfrequenzbereiche (in MHz) der Schalenkernwerkstoffe (Richtwerte)

μ_1	Spulen hoher Güte für Filter und Schwingkreise	Breitbandübertrager	Pupinspulen
20	5 ... 40	< 500	
100	1 ... 12	< 200	
600	0,1 ... 2	< 20	
1000	< 0,5	< 10	
2000	< 0,2	< 5	< 0,1
5000	< 0,1	< 3	

Tabelle 14 gibt eine Übersicht, und zwar geordnet nach der Anfangspermeabilität des Werkstoffs. Eine Zuordnung der Werkstoffe verschiedener Hersteller zu diesen Permeabilitäten ist durch Tabelle 10 möglich.

Bei Kernen für *Pupin*-Spulen setzt die Forderung nach extrem geringem Klirrfaktor noch engere Grenzen.

Um die elektrischen Eigenschaften der Spule (beispielsweise Induktivität oder A_L -Wert) mit den magnetischen Eigenschaften (beispielsweise Permeabilität) in Beziehung zu brin-

gen, benötigt man (wie in Abschn. 3.1.1. gezeigt) die magnetischen Formkonstanten, die sich aus den geometrischen Abmessungen ergeben. Voraussetzung: Die Permeabilität des Werkstoffs muß groß gegenüber der der Luft sein, damit gesichert ist, daß der größte Teil des magnetischen Flusses im Ferrit verläuft.

Die Formkonstanten kann man berechnen, indem man gedanklich den magnetischen Gesamtwiderstand des Kreises in einzelne Teilwiderstände zerlegt, diese gesondert berechnet und, da sie in Reihe geschaltet sind, addiert. Wichtige Teile dabei sind der Mittelzapfen, der Boden und die Seitenwände des Kernes.

Durch die unterschiedlichen Querschnitte der einzelnen Teilbereiche wird auch die Berechnung der effektiven Weglänge l_e und der effektiven Querschnittsfläche A_e kompliziert. Es gilt für i Teilbereiche:

$$l_e = \frac{\left(\sum \frac{l_i}{A_i} \right)^2}{\sum \frac{l_i}{A_i^2}}, \quad (78)$$

$$A_e = \frac{\sum \frac{l_i}{A_i}}{\sum \frac{l_i}{A_i^2}}. \quad (79)$$

Die Schwierigkeit der Berechnungen resultiert aus der unregelmäßigen Form der einzelnen Teilbereiche. Dies gilt besonders für die Ecken, wo Zapfen und Boden oder Boden und Seitenwand aneinanderstoßen, für die Bodennuten, die Drahtausführungsnuten u. ä.

Die Ergebnisse dieser Berechnungen sind für die Typen der optimalen Reihe in Tabelle 15 zusammengestellt.

Aus diesen Formfaktoren ergibt sich für die einzelnen Schalenkerntypen jeweils zu einem bestimmten A_L -Wert eine bestimmte *effektive Permeabilität*. Entsprechend Abschnitt 3.1.1. lassen sich μ_e - und A_L -Werte ohne Kenntnis des Werkstoffs gegenseitig ermitteln. Der Ferritwerkstoff macht sich in bezug

Tabelle 15 Formkenngrößen der Schalenkerne der optimalen Reihe (nach TGL 16565, Bl. 2)

Nenngröße	l_e in cm	A_e in cm ²	$\sum \frac{1}{A}$ in cm ⁻¹
5 × 3*)	0,80	0,05	17,00
7 × 4	1,02	0,07	14,71
9 × 5	1,28	0,11	11,83
11 × 6	1,55	0,16	9,56
14 × 8	2,00	0,25	7,89
18 × 11	2,60	0,43	5,97
22 × 13	3,15	0,63	4,97
26 × 16	3,75	0,94	4,00
30 × 19	4,50	1,36	3,30
36 × 22	5,30	2,00	2,64
42 × 29	6,99	2,68	2,62
70 × 42*)	10,50	7,00	1,50

*) In TGL 16565, Bl. 2 noch nicht standardisiert.

auf den A_L -Wert nur insofern bemerkbar, als man zur Realisierung eines bestimmten A_L -Wertes einen in Abhängigkeit von der Werkstoffpermeabilität unterschiedlichen Luftspalt benötigt. Tabelle 16 gibt einen Überblick über die allgemeinen üblichen A_L -Werte und die zugehörigen effektiven Permeabilitätswerte.

Man erkennt aus dieser Tabelle, daß für jeden Typ etwa 6 bis 8 verschiedene A_L -Werte üblich sind. In bezug auf größere A_L -Werte wird die Werkstoffpermeabilität zur oberen Schranke. Für abgleichbare Kerne ergibt sich eine schärfere Einschränkung dadurch, daß für Luftspalte $< 0,1$ mm ein Abgleich nur noch innerhalb sehr enger, technisch nicht mehr verwertbarer Grenzen möglich ist. Eine untere Grenze ergibt sich dadurch, daß zu große Luftspalte wegen des auftretenden Streufelds vermieden werden.

In Tabelle 16 ist weiterhin angegeben, aus welchen Werkstoffen die einzelnen A_L -Werte angeboten werden. Man erkennt, daß für größere Typen im allgemeinen nur Werkstoffe mit $\mu_1 \geq 1000$ vertreten sind.

Tabelle 16 Effektive Permeabilität in Abhängigkeit von Schalenkernotyp und A_L -Wert (Schalenkerne mit Luftspalt)

A_L	Typ										
		7×4	9×5	11×6	14×8	18×11	22×13	26×16	30×19	36×22	42×29
16			16	12							
25			25	19	16	12					
				c	a	a					
40			40	31	25	19	16				
			c	bc	abc	ab	a				
63			63	48	40	30	25	20			
			cd	bc	bc	bc	abc				
100		114	99	76	63	48	40	32	26	21	
		c	cd	cd	bcd	bc	bc	bc	c	c	
160		182	159	122	100	76	63	51	42	34	
		c	d	d	cd	bcd	bed	bed	c	c	
250		284	249	191	158	119	99	80	66	53	55
				d	d	cd	bed	cd	cd	cd	c
400				306	253	190	159	127	110	84	85
					d	cd	cd	cd	cd	cd	c

630	301	250	200	166	132	135
	d	ed	ed	ed	ed	ed
1000		397	320	262	210	220
		d	ed	ed	ed	d
1600			510	423	336	335
			d	d	ed	ed
2500					530	
					d	

Angebot des Kombinats VEB Keramische Werke Hermsdorf: Mf 343 = a Mf 143 = b Mf 163 = c Mf 183 = d
Toleranz des A_L-Wertes in den meisten Fällen $\pm 3\%$.

Die im MHz-Bereich einsetzbaren Werkstoffe sind auf die Baugrößen bis 22×13 bzw. 26×16 begrenzt.

Tabelle 17 Richtwerte für die Güte von Schalenkernen

Werkstoff	Mf 183	Mf 163	Mf 143	Mf 343
Meßfrequenz in MHz	0,015 ... 0,24	0,03 ... 0,24	0,5 ... 1,2	1 ... 6
Aderstärke der Litze der Meßspule in mm	0,07	0,07	0,03 ... 0,05	0,03
11×6	190 ... 230	80 ... 200	200 ... 260	
14×8	270 ... 360	210 ... 340	200 ... 330	240 ... 340
18×11	440 ... 520	280 ... 480	180 ... 400	260 ... 390
22×13	400 ... 640	300 ... 540	200 ... 450	280 ... 450
26×16	410 ... 630	370 ... 570	250 ... 500	
30×19	460 ... 650	390 ... 670		
36×22	380 ... 600	390 ... 670		

Tabelle 17 gibt eine Übersicht über die mit den einzelnen Typen und Werkstoffen jeweils zu erwartende Güte. Zur Charakterisierung der dazu notwendigen Meßspulen wurde die Aderstärke der entsprechenden HF-Litzen mit angegeben.

Wie Bild 36 als Beispiel zeigt, liegt das bei einem bestimmten Kerntyp und einem Werkstoff erzielbare Gütemaximum in Abhängigkeit vom A_L -Wert bei unterschiedlichen Frequenzen und ist verschieden hoch. Deshalb können in Tabelle 17 für die Güterichtwerte und die Meßfrequenz nur Wertebereiche angegeben werden. Die Tabelle kann jedoch als Anhaltspunkt für die Auswahl des erforderlichen Kerntyps und Werkstoffs dienen. In bezug auf die Güte sind die größeren A_L -Werte meist günstiger.

Bei luftspaltlosen Kernen gibt man nur den A_L -Wert je Typ und Werkstoff an (s. Tab. 18, S. 96).

Zur *Charakterisierung* eines bestimmten Schalenkerns genügt es, den Typ, den Werkstoff und den A_L -Wert anzugeben; *Beispiel* Schalenkern 18×11 , Mf 183, A_L 250.

Die *Kennzeichnung der Kerne* vom Kombinat VEB Keramische Werke Hermsdorf erfolgt gemäß TGL 16565, Bl. 3, wie folgt:

Herstellerzeichen

Gütezeichen des ASMW

Werkstoffkurzzeichen

z. B. „183“

Induktivitätsfaktor (Nennwert)

z. B. „250“

Herstellungswoche und -jahr

z. B. „451“

(verschlüsselt)

(= 45. Woche, 1971)

laufende Nummer (paarweise, innerhalb einer Verpackungseinheit von 1 beginnend).

Diese Kennzeichnung befindet sich auf einer Bodenfläche. Die laufende Numerierung der einzelnen Paare ist insofern wichtig, weil die Garantie zur Einhaltung der Werkstoffdaten vom Hersteller nur für den kompletten Satz übernommen wird.

Die für den Feinabgleich der Induktivität verwendeten *Abgleichelemente*, deren grundsätzliche Funktion in einer variablen Überbrückung des scherenden Luftspalts durch einen magnetischen Nebenschluß besteht (s. Bild 32), werden in einer Reihe konstruktiv unterschiedlicher Ausführungsformen angeboten. Die häufigste Variante ist ein umspritzter Ringkern, wie ihn Bild 32 bzw. Bild 42a zeigt. Im oberen Teil befinden sich Kunststoffansätze (die sog. Kernbremse), die in ihrem Außen-

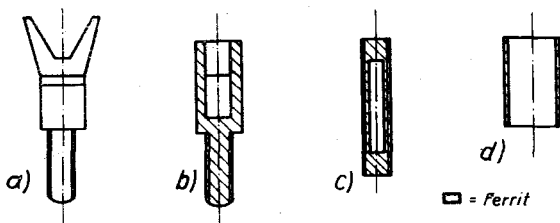


Bild 42 Ausführungsformen von Abgleichelementen

durchmesser insgesamt etwas größer als die Innenbohrung des Schalenkerns sind. Durch den Andruck dieser Kernbremse an die Wand der Innenbohrung wird neben einer Zentrierwirkung vor allem gesichert, daß beim Abgleichvorgang ein zügiges Drehen des Kernes möglich ist und daß nach abgeschlossenem Abgleichvorgang der Kern in der eingestellten Lage arretiert wird. Der untere Gewindeteil dreht sich in einem Gegenstück aus Kunststoff. Auch in den klimageschützten Armaturen werden derartige Abgleichkerne benutzt. Allerdings verwendet man wegen der geringeren verfügbaren Bauhöhe im Innern der Blechkappe ein Feingewinde, so daß solche Abgleichkerne nicht in Armaturen der normalen Ausführung passen.

Neuerdings werden Abgleichkerne angeboten, die aus einem becherförmigen Kunststoffteil mit angespritztem Gewinde bestehen (Bild 42b). In dem Becher ist ein Ferritzylinderkern im Preßsitz eingedrückt. — Diese Kerne bieten den Vorteil einer geringeren Abgleichsteilheit und damit eines leichteren und sicheren Abgleichs.

Bei 11×6 ist, bedingt durch die kleine Innenbohrung, der Einsatz eines Ringkerns kaum noch möglich. Es werden deshalb Zylinderkerne mit im Vergleich zum Durchmesser großer Länge ganz mit Kunststoff umspritzt (Bild 42c). Die Mantelfläche des Kunststoffzylinders trägt auf ihrer ganzen Länge Gewinde.

Die älteste Form des Abgleichs besteht in der Benutzung eines Gewindekerns aus Ferrit, der sich in eine Kunststoffhülse selbstschneidend eindrehen läßt (Bild 42d).

Nachteil: Die Gewindespitzen brechen wegen der Sprödigkeit des Ferritmaterials leicht aus. — Vorteil: Durch den relativ geringen thermischen Ausdehnungskoeffizienten des Ferritmaterials ist die durch Temperaturänderungen bedingte Lageänderung des Abgleichkerns und damit der zusätzliche Temperaturkoeffizient der Induktivität des gesamten Schalenkerns gering. — Bei den anderen Abgleichelementetypen können größere Lageänderungen und damit stärkere Änderungen des Temperaturkoeffizienten auftreten, weil die Kunststoffgewindeteile einen höheren thermischen Ausdehnungskoeffizienten aufweisen.

Mit diesen Abgleichelementen werden im allgemeinen folgende Abgleicheigenschaften erreicht:

Abgleichbereich (gemäß Gl. 68) > 12%

(Ausnahmen sind die größten A_L -Werte einiger Typen, bei denen sich nur geringere Werte erreichen lassen.)

Steilheit (gemäß Gl. 72) < 4%

(Ausnahmen sind die kleinen A_L -Werte einiger Typen, bei denen die Steilheit < 6% beträgt.)

Güteminderung (gemäß Gl. 74) < 5%

Auf Grund dieser Forderungen ist nur in wenigen Fällen der Einsatz des gleichen Abgleichkerns für mehrere A_L -Werte eines Typs möglich. Variiert werden neben der beschriebenen prinzipiellen Ausführungsform der Werkstoff, der Durchmesser und die Höhe des Ferritteils. Bei Abgleichkernen, die sich bei gleichen Abmessungen nur im Werkstoff des Ferritteils unterscheiden oder bei denen die Unterschiede der mechanischen Abmessungen des Ferritteils nur so gering sind, daß man sie im umspritzten Zustand nicht sicher erkennen kann, färbt man den Kunststoff unterschiedlich ein. Da jedoch die meist verfügbaren 10 bis 12 Farben für die Vielfalt der Abgleichkerne nicht ausreichen, werden für äußerlich eindeutig unterscheidbare Kerne die gleichen Farben mehrmals verwendet.

3.1.4. Berechnungs- und Schaltungsbeispiele

Nachfolgende Beispiele mögen den Inhalt der vorangegangenen Abschnitte verdeutlichen bzw. ergänzen.

Beispiel 1

Ungeschertter Schalenkern

Mit dem Schalenkerntyp 11×6 soll eine Induktivität von $L = 10$ mH realisiert werden, Einsatzfrequenz $f = 50$ kHz. Zunächst erfolgt die Festlegung des *Werkstoffs*. Aus Tabelle 8 und 14 bzw. Bild 26 entnimmt man: Mf 183. Aus Tabelle 18 ergibt sich für 11×6 , Mf 183, ungeschert:

Tabelle 18 A_L -Werte ungeschörter Schalenkerne (nach Katalog des Kombinats VEB Keramische Werke Hermsdorf)

	Mf 195	Mf 183	Mf 163	Mf 143	Mf 343
7 × 4			600		
9 × 5		1200	750		
11 × 6	4000	1500	800	500	
14 × 8	5400	2100	1100	720	140
18 × 11	7000	3200	1600	1000	180
22 × 13		4200	2200	1250	220
26 × 16		5500	2500	1700	
30 × 19		6700	3100		
36 × 22		8400	4000		
42 × 29			5100		

Toleranz der A_L -Werte: $\pm 25\%$ (bei Mf 143: $+ 40\%$
 $- 20\%$)

$A_L = (1500 \pm 375) \text{ nH}$. Die Berechnung der erforderlichen *Windungszahl* für den Nennwert erfolgt nach Gl. (63), wobei eine Abschätzung auch nach Bild 35 durchgeführt werden kann:

$$N = \sqrt{L/A_L} = \sqrt{10^{-2}/1,5 \cdot 10^{-6}} = 82 \text{ Wdg.}$$

Unter Berücksichtigung der Toleranz des A_L -Wertes erhält man die Windungszahltoleranz:

$$N = (73 \dots 82 \dots 94) \text{ Wdg.}$$

Um den Gleichstromwiderstand R_0 (s. a. Bild 10a) und die Stromdichte S des Wicklungsdrahts kleinzuhalten, sollte man den größtmöglichen *Drahtdurchmesser* d_d einsetzen, d. h. auf eine maximale Ausnutzung des verfügbaren Wickelraumquerschnitts A_n achten. Mathematisch läßt sich d_d über die Näherung Gl. (77) (grafische Abschätzung auch über Bild 40) ermitteln. Mit der Windungszahltoleranz erhält man: $d_d = (0,17 \text{ bis } 0,19) \text{ mm}$, gewählt wird $d_d = 0,15 \text{ mm}$. $A_n = 2,7 \text{ mm}^2$ ist aus Tabelle 13 ersichtlich. Den genauen Induktivitätswert stellt man meist meßtechnisch ein, indem man z. B. mit 94 Windungen beginnt und dann entsprechend abwickelt.

Eine Abschätzung der möglichen *Aussteuerung* innerhalb des Rayleigh-Gebiets wird nach Gl. (21) durchgeführt. Aus Tabelle 8 folgt: $H_c = 0,2 \text{ A/cm}$ und damit $\hat{H}_{zul} \leq 0,2 H_c = 0,04 \text{ A/cm}$. Die magnetische Weglänge $l_e = 1,55 \text{ cm}$ wird Tabelle 15 entnommen.

Man erhält mit der maximal möglichen Windungszahl:

$$\hat{I}_{zul} = \frac{\hat{H}_{zul} \cdot l_e}{N} = \frac{4 \cdot 10^{-2} \cdot 1,55}{9,4 \cdot 10^1} \approx 0,7 \text{ mA}.$$

Zweifellos sind auch größere Aussteuerungen ($\hat{H} < 2$ bis $3 H_c$) möglich. Nur ist dann, wie bereits öfter erwähnt, der Zusammenhang zwischen L und I nicht linear und eine L -Berechnung auf diese einfache Weise nicht möglich.

Die L -Änderung infolge von Änderungen der *Umgebungstemperatur* T läßt sich durch Gl. (36) abschätzen. Aus Tabelle 8 entnimmt man für die obere Grenze des relativen Temperaturkoeffizienten $\alpha_{\mu_{rel}} = \alpha_{\mu_i}/\mu_i \leq 1,5 \cdot 10^{-6} \text{ grad}^{-1}$. Zur Ermittlung des Temperaturkoeffizienten α_{μ_i} ist zunächst die Kenntnis von μ_i erforderlich. Aus Tabelle 8 entnimmt man: $\mu_i = 2200 \pm 20\%$; man wählt $\mu_i = 2000$. Nach Gl. (37) ergibt sich damit für α_{μ_i} der Wert $3 \cdot 10^{-3} \text{ grad}^{-1}$. Wie bereits gezeigt, verhalten sich μ und L zueinander proportional. Die μ_i -Werte in Gl. (36) können durch entsprechende L -Werte ersetzt werden, da in dieser Gleichung nur das Verhältnis entscheidend ist:

$$\alpha_{\mu_i} = \frac{1}{L_1} \frac{(L_2 - L_1)}{(T_2 - T_1)}; \quad (80)$$

L_1 — L -Wert bei T_1 , L_2 — L -Wert bei T_2 .

Angenommen, man hätte den L -Wert des Schalenkerns bei Zimmertemperatur $T_1 = 20^\circ \text{C}$ mit $L_1 = 10,0 \text{ mH}$ ermittelt, dann könnte nach Gl. (81) die Induktivität bei $T_2 = 60^\circ \text{C}$ infolge der Werkstoffeigenschaften maximal folgenden Wert erreichen:

$$\begin{aligned} L_2 &= L_1 \cdot [1 + \alpha_{\mu_i} (T_2 - T_1)], \\ L_2 &= 10 \cdot [1 + 3 \cdot 10^{-3} (60 - 20)] \text{ mH}, \\ L_2 &= 11,2 \text{ mH}; \end{aligned} \quad (81)$$

(als untere Grenze mit $\alpha_{\mu_i}/\mu_1 = 0,5 \cdot 10^{-6}$ ergibt sich $L_2 \approx 10,4$ mH).

Die Berechnung der maximal möglichen *zeitlichen Instabilität* ist für den Amateur weniger interessant, soll jedoch kurz angeführt werden. Analog der Betrachtung zwischen Gl. (36) und Gl. (80) kann man Gl. (40) schreiben:

$$D = \frac{L_1 - L_2}{L_1 \cdot \lg \frac{t_2}{t_1}} \quad (82)$$

bzw. nach L_2 umgeformt:

$$L_2 = L_1 \left(1 - D \cdot \lg \frac{t_2}{t_1} \right). \quad (83)$$

Nach Tabelle 8 wird $D_{\text{rel}} \leq 4 \cdot 10^{-6}$ angegeben. Mit $\mu_1 = 2000$ erhält man über Gl. (41) $D = 8 \cdot 10^{-3}$. Gesucht ist der minimal mögliche L-Wert L_2 nach $t_2 = 10\,000$ Stunden (mehr als 1 Jahr). Gl. (83) lautet:

(Annahme: $L_1 = 10$ mH bei $t_1 = 1$ h nach Entmagnetisierung)

$$L_2 = 10 (1 - 8 \cdot 10^{-3} \cdot \lg 10^4) \text{ mH} \approx 9,7 \text{ mH}.$$

Nach den ersten 10 000 Stunden ist also eine maximale Änderung des L-Wertes von 10 mH auf 9,7 mH möglich. Entsprechend nach den ersten 100 000 Stunden $L = 9,6$ mH.

Eine Abschätzung der *Verlusteigenschaften* kann wie folgt durchgeführt werden. Aus Bild 26 oder aus Tabelle 8 entnimmt man den relativen magnetischen Verlustfaktor für Mf 183 bei $f = 50$ kHz zu $\tan \delta_K/\mu_1 \approx 3,5 \cdot 10^{-6}$. Mit $\mu_1 = 2000$ beträgt der magnetische Verlustfaktor

$$\tan \delta_K = 3,5 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^3 = 7 \cdot 10^{-3}.$$

Der in Bild 26 dargestellte Verlustfaktor (bzw. Werte nach Tab. 8) ist für sehr geringe Aussteuerung $\hat{H} \rightarrow 0$, d. h. für $R_h \rightarrow 0$, gültig. Zur Ermittlung des bei der angenommenen Aussteuerung maximal möglichen Kernverlustwiderstands R_K nach Gl. (44) oder Gl. (50) muß daher erst der Hysterese-widerstand R_h berechnet werden.

Nach Tabelle 8 beträgt der relative Hystereseebeiwert $h/\mu_1^2 \leq 1 \cdot 10^{-6} \text{ cm/A}$. Mit $\mu_1 = 2000$ lautet der Hystereseebeiwert $h = 4$. R_h wird durch Gl. (47) ermittelt

($f = 50 \text{ kHz}$, $L = 10 \text{ mH}$, $H = \hat{H}_{zul} = 0,04 \text{ A/cm}$):

$$R_h = 4 \cdot 5 \cdot 10^4 \cdot 10^{-2} \cdot 4 \cdot 10^{-2} = 80 \Omega.$$

Entsprechend der Bemerkung zu Bild 26 berechnet man die Summe $R_w + R_h$ über Gl. (50)

$$R_w + R_h = \omega L \cdot \tan \delta_K. \quad (84)$$

Mit $\omega = 3 \cdot 10^5 \text{ s}^{-1}$ ($f = 50 \text{ kHz}$), $L = 10 \text{ mH}$ erhält man:

$$R_w + R_h = 7 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^5 \cdot 10^{-2} \approx 20 \Omega.$$

Der Kernverlustwiderstand kann damit $R_K = 100 \Omega$ betragen. An dieser Stelle sei nochmals vermerkt, daß es sich lediglich um eine sehr grobe Abschätzung der ungünstigsten Werte handelt. Theoretisch könnte man nunmehr auch die Kerngüte Q_K bestimmen, wobei man sich speziell bei diesem Wert über die Realität gemäß der Bemerkungen in Abschnitt 3.1.1. im klaren sein muß. Man würde folgende Ergebnisse erhalten:

Nach Gl. (57):

$$\tan \delta_K = \frac{10^2}{3 \cdot 10^3} \approx 3 \cdot 10^{-2};$$

nach Gl. (52):

$$Q_K = \frac{1}{3 \cdot 10^{-2}} \approx 30.$$

Eine Näherungsberechnung des Spulenwiderstands R_0 ergibt folgendes:

$$R_0 \approx \varrho \cdot \frac{l_m \cdot N}{A_d}. \quad (85)$$

Werte: $d_d = 0,15 \text{ mm}$

$A_d = 0,018 \text{ mm}^2$ (Drahtquerschnitt)

$l_m = 2,2 \text{ cm}$ (mittl. Windungslänge, Tab. 13)

$\varrho = 0,017 \Omega \text{ mm}^2/\text{m}$ (für Kupferdraht)

$N = 94 \text{ Wdg.}$

$$R_0 = 1,7 \cdot 10^{-2} \cdot \frac{2,2 \cdot 10^{-2} \cdot 9,4 \cdot 10^1}{1,8 \cdot 10^{-2}} \approx 2 \Omega.$$

Damit lassen sich auch die Beziehungen Gl. (53) und Gl. (54) berechnen, wobei sich die Ergebnisse nur wenig ändern, d. h., die Verluste in der Wicklung beeinflussen die Güte des ungescherten Schalenkerns nur unwesentlich.

Bei Aussteuerungen außerhalb des Rayleigh-Gebiets ($\hat{H} < 2 \dots 3 H_c$) kann man sich einen sehr groben Überblick über die obere Grenze des Kernverlustwiderstands R_K verschaffen, indem man mit Aussteuerung H , f usw. zunächst R_h nach Gl. (47) berechnet. R_h wird dann mit etwa 70 bis 80 % von R_K angenommen.

Beispiel 1 zeigt, daß ungescherte Schalenkerne vorteilhaft bei der Realisierung von größeren Induktivitäten auf kleinem Raum sind, wenn an Güte und Konstanz keine allzu großen Anforderungen gestellt werden.

Beispiel 2

Gescherter Schalenkern

Einsatz eines Schalenkerns 11×6 mit Luftspalt, $A_L = (160 \pm 5) \text{ nH}$, gemäß Aufgabenstellung von Beispiel 1 mit zusätzlicher Gleichfeldvormagnetisierung.

Für die Windungszahl N erhält man:

$$N = (246 \dots 250 \dots 254) \text{ Wdg.}$$

Als Drahtdurchmesser wird $d_d = 0,1 \text{ mm}$ ermittelt. Zur Abschätzung der möglichen Aussteuerung bestimmt man zunächst über Bild 29 die zulässige Gleichfeldstärke.

Mit $\mu_e = \mu_{\text{rev}} = 122$ nach Tabelle 16 ist $H_- = 15 \text{ A/cm}$ möglich. Das entspricht nach Gl. (21) einem Gleichstrom von

$$I_{\text{zul}} = \frac{H_- \cdot l_e}{N} = \frac{15 \cdot 1,55}{2,5 \cdot 10^2} \approx 90 \text{ mA.}$$

Zur Abschätzung der maximal zulässigen Wechselfeldaussteuerung wird $\hat{H}_{\text{zul}}$ durch $\hat{H}_K$ nach Gl. (64) ersetzt

$$\hat{H}_{\text{zul}} = \frac{\mu_1}{\mu_e} \cdot \hat{H}_K = \frac{2 \cdot 10^3}{1,22 \cdot 10^2} \cdot 4 \cdot 10^{-2} \approx 6,5 \cdot 10^{-1} \text{ A/cm.}$$

Für die zulässige Wechselfeldaussteuerung $\hat{I}$ erhält man mit

$$\hat{I}_{zul} = \frac{6,5 \cdot 10^{-1} \cdot 1,55}{2,5 \cdot 10^2} \approx 4 \text{ mA}.$$

Bemerkt werden muß, daß natürlich auch andere Verhältnisse von kombinierter Wechsel- und Gleichfeldaussteuerung möglich sind, z. B. statt $I_- = 90 \text{ mA}$ und $\hat{I} = 4 \text{ mA}$ das Verhältnis $I_- = 50 \text{ mA}$ und $\hat{I} = 40 \text{ mA}$. Die Darstellung $\mu_{rev}(H_-)$ ist dann im strengsten Sinn nicht mehr zutreffend, obwohl sie als grobe Näherung noch ausreichende Ergebnisse liefert. Erforderlich wäre die Funktion $\mu_d(H_-)$, die von den Ferritherstellern jedoch nur für Leistungsferrite angegeben wird.

Für vorliegendes Beispiel ändert sich nach Gl. (81) L in Abhängigkeit von der Temperatur (α_{μ_i} wird ersetzt durch α_{μ_e}) folgendermaßen:

$$L_2 \approx 10 (1 + 1,8 \cdot 10^{-4} (60 - 20)) \text{ mH},$$

$$L_2 \approx 10,07 \text{ mH};$$

$\alpha_{\mu_e} = 1,8 \cdot 10^{-4} \text{ grd}^{-1}$ wird dabei nach Gl. (39) berechnet.

Als L-Änderung infolge der zeitlichen Instabilität im ersten Jahr nach Gl. (83), D wird durch D_L ersetzt, erhält man:

$$L_{/2} = 10,00 \cdot (1 - 5 \cdot 10^{-4} \cdot \lg 10^4) \text{ mH},$$

$$L_{/2} = 9,98 \text{ mH}.$$

Die Ermittlung von $D_L = 5 \cdot 10^{-4}$ erfolgt nach Gl. (42). Abschließend die Verlusteigenschaften:

Der Hystereseebeiwert h' wird nach Gl. (49) berechnet. Man erhält $h' = 1,2 \cdot 10^{-2} \text{ cm/A}$. Der Hysteresewiderstand R_h nach Gl. (47) ergibt sich zu (h durch h' ersetzt):

$$R_h = 1,2 \cdot 10^{-2} \cdot 5 \cdot 10^4 \cdot 10^{-2} \cdot 4 \cdot 10^{-2} \approx 0,2 \Omega.$$

Nach Gl. (84) wird die Summe $R_w + R_n$ ermittelt, $\tan \delta_K$ ersetzt man dabei durch δ'_K

$$R_w + R_n = 3,6 \cdot 10^{-4} \cdot 3 \cdot 10^5 \cdot 10^{-2} \approx 1 \Omega.$$

$\tan \delta'_K = 3,6 \cdot 10^{-4}$ wird über Gl. (51) berechnet. Der Kernwiderstand würde damit $R_K = 1,2 \Omega$ betragen. Auch für diese

Ergebnisse gelten die Bemerkungen in Abschnitt 3.1.1. Für R_0 ergibt sich bei $N = 250$ Wdg., $d_d = 0,1$ mm und $A_d = 7,85 \cdot 10^{-3}$ mm²:

$$R_0 = 1,7 \cdot 10^{-2} \cdot \frac{2,2 \cdot 10^{-2} \cdot 2,5 \cdot 10^2}{7,85 \cdot 10^{-3}} \approx 12 \Omega.$$

Man erkennt, daß beim gescherten Schalenkern der Gesamtverlustwiderstand zum größten Teil durch den Verlustwiderstand der Kupferwicklung bestimmt wird.

Gescherte Kerne sind also vorzugsweise für Spulen hoher Güte und Konstanz einzusetzen.

Beispiel 3

Gescherter Schalenkern mit Abgleichelement

Verwendung eines Schalenkerns 11×6 , Mf 183, $A_L = 160$ nH, mit Abgleichkern.

Entsprechend Abschnitt 3.1.3. beträgt der Abgleichbereich $\Delta L/L_{\max}$ durchschnittlich $\geq 12\%$. Die maximal erreichbare Induktivität $L_{\max}$ wird durch die umgeformte Gl. (68) berechnet

$$L_{\max} = \frac{L_{\min}}{1 - 10^{-2} \cdot \Delta L/L_{\max}}. \quad (86)$$

$L_{\min}$ kann in guter Näherung gleich dem L-Wert des Schalenkerns ohne Abgleichkern gesetzt werden.

Mit $L = L_{\min} = 10$ mH, $\Delta L/L_{\max} = 12\%$, erhält man:

$$L_{\max} = \frac{10 \text{ mH}}{1 - 10^{-2} \cdot 12} = \frac{10 \text{ mH}}{0,88} = 11,4 \text{ mH},$$

d. h., die vorgegebene Induktivität $L_{\min}$ ist $< 88\%$ der maximal erreichbaren Induktivität $L_{\max}$.

(Bei Verwendung von $L_{\min}$ als Bezugsgröße nach Gl. (69) wird $L_{\min} = 100\%$ gesetzt).

Die abzugleichende Nenninduktivität legt man sinnvoll in die Mitte des Abgleichbereichs, setzt sie also gleich 94% von $L_{\max}$. Würde man $L = 10$ mH abgleichen, dann müßte folglich die Induktivität ohne Abgleichkern $9,4$ mH betragen. Mit dem Abgleichkern könnte ein L-Bereich von $9,4$ bis

10,6 mH erreicht werden. Zu beachten ist, daß sich die Temperaturabhängigkeit des Schalenkerns durch Einsatz von Abgleichkernen wesentlich verschlechtern kann (Temperaturkoeffizient der Kunststoffschraube u. a.).

Abschließend einige Bemerkungen zum einzusetzenden *Wicklungsdraht*. Seine Wahl beeinflußt nicht nur den Gleichstromwiderstand R_0 , sondern (s. Abschnitt 3.1.1.) wesentlich die Gesamtgüte Q , also das Frequenzverhalten des Schalenkerns. Es ist daher auf jeden Fall sinnvoll, bereits bei Frequenzen im kHz-Gebiet HF-Litze zu verwenden. Der erforderliche Mindestdurchmesser $d_{\min}$ des Wicklungsdrahts wird durch die Drahtbelastbarkeit, also durch die zulässige Stromdichte S , bestimmt. Man rechnet mit dem Stromeffektivwert. Zu beachten ist, daß in Abhängigkeit von der Frequenz eine Stromverdrängung (Skin-Effekt) auftritt und damit der zur Verfügung stehende Drahtquerschnitt nicht vollständig vom Strom genutzt wird (auch deswegen HF-Litze!). Bei sinusförmigem Strom, $S = 2 \text{ A/mm}^2$ sowie unter Vernachlässigung der HF-Eigenschaften läßt sich $d_{\min}$ näherungsweise nach Gl. (87) ermitteln

$$d_{\min} = \sqrt{\frac{4 \hat{I}}{\pi \cdot S \cdot \sqrt{2}}} \approx 0,7 \cdot \sqrt{\hat{I}} ; \quad (87)$$

$d_{\min}$ in mm, $\hat{I}$ in A.

Nachfolgend einige Schaltungsbeispiele aus der Literatur.

Schaltungsbeispiel 1

Nach [10] ist in Bild 43 eine Multivibratorschaltung dargestellt. In einem Rückkopplungsweig befindet sich ein LC-Glied, das in seiner Eigenfrequenz angeregt wird und sinusförmig schwingt. Der Multivibrator gibt dadurch gleichzeitig Sinus- und Rechteckwellen ab. Infolge des Oberwellengehalts der Rechteckwellen ist diese Schaltung als einfacher Prüf-generator vom NF- bis ins HF-Gebiet brauchbar (mit GC 121 bis etwa 2 MHz).

Die Schwingkreisinduktivität wird durch einen Ferritkern gebildet. Bei einer Grundfrequenz von etwa 800 Hz kann, ab-

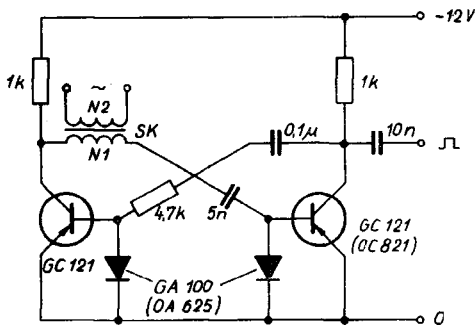


Bild 43 Multivibrator als Sinus- und Rechteckwellengenerator

weichend von der Originalschaltung in [10] folgender Schalenkern-kerntyp (SK) Verwendung finden:

Schalenkern 22×13 , Mf 163, $A_L = 2200 \text{ nH}$,

$N1 \approx 2000 \text{ Wdg.}$, $0,1\text{-mm-CuL}$,

$N2 \approx 30 \dots 50 \text{ Wdg.}$, $0,1\text{-mm-CuL}$.

Schaltungsbeispiel 2

Bild 44 zeigt einen 1-kHz-Sinusgenerator, der z. B. als Morse-sommer benutzt werden kann [11]. R_A dient zur Einstellung der Basisvorspannung, mit R_B wird das Ausgangssignal auf geringste Verzerrung (mit Oszillograf kontrollieren) eingeregelt. Über $C1$ besteht die Möglichkeit, die Frequenz in gewissen Grenzen zu variieren. Als Schwingkreisinduktivität kann ein Schalenkern mit folgenden Daten eingesetzt werden:

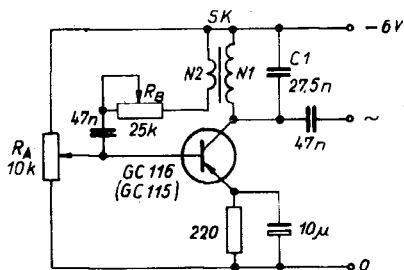


Bild 44
1-kHz-Sinusgenerator

Schalenkern 26×16 , Mf 183, $A_L = 1600$ nH,
N1 ≈ 800 Wdg., 0,1-mm-CuL,
N2 ≈ 200 Wdg., 0,1-mm-CuL.

Schaltungsbeispiel 3

Aus [12] wurde die Schaltung eines Kraftstoffanzeigebausteins entnommen (Bild 45). T1 wirkt als Oszillator mit einer Frequenz von etwa 45 bis 50 kHz. Die im Tank des Fahrzeugs befindliche Meßsonde ist Eigenbau und wird über HF-Kabel an den Baustein angeschlossen. Sie wirkt in Abhängigkeit vom Tankinhalt als Zylinderkondensator mit variabler Kapazität C_s . Für den Pkw „Trabant“ wird vom Verfasser eine Leerkapazität C_s von 18 pF, eine Vollkapazität C_s von etwa 60 pF angegeben, wobei ein 1,2 m langes Anschlußkabel (≈ 100 pF) verwendet wurde. P1 dient zum Nullabgleich bei leerem Tank. T2 und T3 wirken als Meßverstärker. Entsprechend den Angaben ist die Brückendiagonalspannung bei gewählter Frequenz (Scheinwiderstand klein gegenüber Eingangswiderstand von T2) linear vom Tankinhalt abhängig, so daß eine proportionale Anzeige des Kraftstoffinhalts mit Meßinstrument M erfolgen kann. P2 dient zur Maximum-Eichung. Für T2, T3 wurden nichtklassifizierte SC 206/207 (SF 215/216, SS 216/217) verwendet. Nähere Angaben sind [12] zu entnehmen.

Als Schalenkern SK wurde offensichtlich 23×17 , Mf 163, $A_L = 280$ nH, mit $N_1 = 70$ Wdg., $N_2 = 25$ Wdg. und $N_3 = 80$ Wdg. (alles 0,2-mm-CuL), eingesetzt. Da beim Nach-

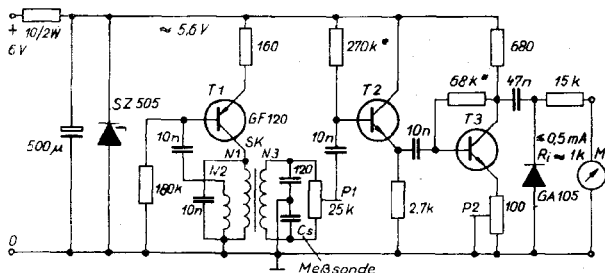


Bild 45 Kraftstoffanzeigebaustein

bau von Schaltungen oftmals auf einen anderen SK-Typ mit abweichendem A_L -Wert umgerechnet werden muß, soll nachfolgendes Rechenbeispiel als Anregung dienen.

Nach Tabelle 12 gehört der Schalenkern 23×17 zu den veralteten Typen. Aus der optimalen Reihe wäre die Abmessung 22×13 zu wählen. Statt des A_L -Wertes 280 nH käme der nächsttiefere, also $A_L = 250$ nH, für Mf 163 (Tab. 16) in Frage. Für die Umrechnung der Windungszahlen kann Gl. (88) benutzt werden, da die Induktivitätswerte durch den Schalenkernersatztyp erhalten bleiben sollen.

Unter Verwendung von Gl. (63) erhält man:

$$N_{(\text{ers})} = N \cdot \sqrt{\frac{A_L}{A_{L(\text{ers})}}} \quad (88)$$

$A_L = 280$ nH auf $A_L = 250$ nH umgerechnet, lautet:

$$N_{(\text{ers})} = N \cdot \sqrt{\frac{280}{250}} = N \cdot 1,06.$$

Man erhält für den neuen A_L -Wert die Windungszahlen $N_1 = 74$ Wdg., $N_2 = 27$ Wdg. und $N_3 = 85$ Wdg., wobei korrekterweise noch eine Überprüfung der A_L -Wert-Toleranzen durchgeführt werden müßte.

Eine Nachrechnung des benötigten Wickelraumquerschnitts mit der Näherung Gl. (77) bringt folgendes Ergebnis:

$$A_n = N \cdot d_a^2 = 2 \cdot 10^2 \cdot 4 \cdot 10^{-2} = 8 \text{ mm}^2.$$

(Gesamtwindungszahl mit 200 Wdg., angenommen bei 0,2-mm-CuL). Die vorgesehenen Windungszahlen sind, wie Tabelle 13 zeigt, mit 22×13 sicher realisierbar. Man erkennt sogar, daß der kleinere SK-Typ 18×11 , Mf 163, $A_L = 250$ nH, mit $A_n = (11,9 - 14,1) \text{ mm}^2$ für diese Windungszahlen in Frage kommt.

Eine Überprüfung der möglichen Aussteuerung dieses letztgenannten Schalenkerns ergibt für die Wicklung $N_1 = 74$ Wdg. folgende Werte:

Wechselfeldaussteuerung nach Gl. (64) und Gl. (21) mit $\hat{H}_K = 0,06 \text{ A/cm}$ (gemäß $H_c = 0,3 \text{ A/cm}$ nach Tabelle 8), $\mu_1 = 1000$, $\mu_e = 119$, $l_e = 2,58$:

$$\hat{I}_{\text{zul}} = \frac{\mu_1 \cdot I_e}{\mu_e \cdot N} \cdot \hat{H}_K = \frac{1000 \cdot 2,58}{119 \cdot 74} \cdot 0,06 \approx 18 \text{ mA}.$$

Gleichstromaussteuerung nach Bild 28 ($H_- \approx 10 \text{ A/cm}$) und Gl. (21):

$$I_{\text{-zul}} = \frac{I_e}{N} \cdot H_- = \frac{2,58}{74} \cdot 10 \approx 350 \text{ mA}.$$

Der SK-Typ kann also auch unter diesem Gesichtspunkt in der Schaltung eingesetzt werden.

Schaltungsbeispiel 4

Bild 46 zeigt einen Löschgenerator mit einer Löschfrequenz von $f = 70 \text{ kHz}$ [13], wobei als Grundsaltung die des Tesla-Geräts „Uran“ Verwendung fand und der Löschkopf des „KB 100“ eingesetzt wurde. Bei einer Betriebsspannung von 9 V und einem Strom von 80 mA werden etwa 80 bis 100 V HF-Spannung erzielt (über „ V_m “-Vormagnetisierungsstrom). In der angegebenen Schaltung wird ein Schalenkern 30×22 , $A_L = 280 \text{ nH}$, aus HF-Eisenpulver mit den Wicklungsdaten $N_1 = 20 \text{ Wdg.}$, $0,15\text{-mm-CuL}$; $N_2 = 10 \text{ Wdg.}$, $0,15\text{-mm-CuL}$ und $N_3 = 120 \text{ Wdg.}$, $0,1\text{-mm-CuL}$, verwendet. Mit der Angabe, daß N_3 bei $f = 70 \text{ kHz}$ und $C = 3 \text{ nF}$ eine Induktivität von $L_3 \approx 1,1 \text{ mH}$ besitzt, kann analog der Berechnung zu Bild 45 der Ferritschalenkerntyp ermittelt werden.

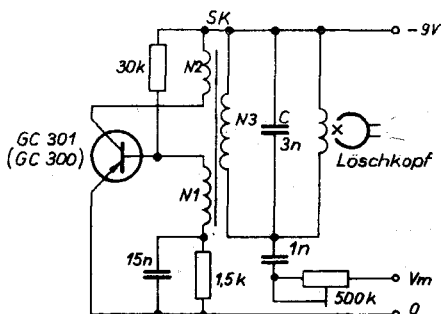


Bild 46 Löschgenerator für Transistor-Magnetbandgeräte

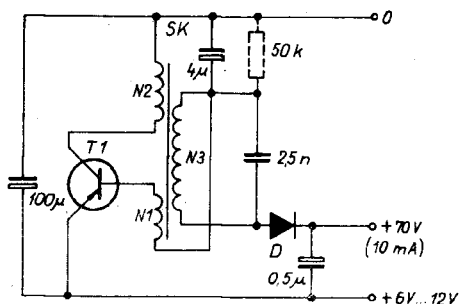


Bild 47 70-V-Transverter

Man findet:

Schalenkern 14×8 , Mf 163, $A_L = 63 \text{ nH}$,

$N1 \approx 23 \text{ Wdg.}$, 0,15-mm-CuL,

$N2 \approx 12 \text{ Wdg.}$, 0,15-mm-CuL,

$N3 \approx 135 \text{ Wdg.}$, 0,1-mm-CuL.

Schaltungsbeispiel 5

In Bild 47 wurde ein 6-V/70-V-Transverter nach [14] dargestellt. Entsprechend der Angabe in [14] wird als Schalenkern der ältere Typ 23×17 , Mf 163, $A_L = (425 \pm 21) \text{ nH}$ mit $N1 = 61 \text{ Wdg.}$, $N2 = 25 \text{ Wdg.}$ und $N3 = 814 \text{ Wdg.}$ eingesetzt. Als Ersatz aus der optimalen Reihe würde man 22×13 , Mf 163, $A_L = (400 \pm 20) \text{ nH}$, wählen. Eine Umrechnung der Windungszahlen braucht nicht zu erfolgen, da sich beide A_L -Werte mit ihren Toleranzen überdecken. Der Wickelraum ist für 0,12-mm- bis 0,15-mm-CuL ausreichend. Für T1 wird ein 1-W-Transistor (z. B. OC 831 o. ä.) benötigt. In der Originalschaltung wurde ein AC 106 verwendet. Diode D muß entsprechende Spannungsfestigkeit (z. B. OA 904, OA 905) aufweisen. Beim Wickeln des Schalenkerns ist auf gute Isolation zu achten.

Schaltungsbeispiel 6

Bild 48 zeigt einen 1,5-kV-Transverter [15]. T1 ist ein AC 106, D1 eine OA 180 ($\approx$ SAY 16, SAY 12). D2 muß eine Sperr-

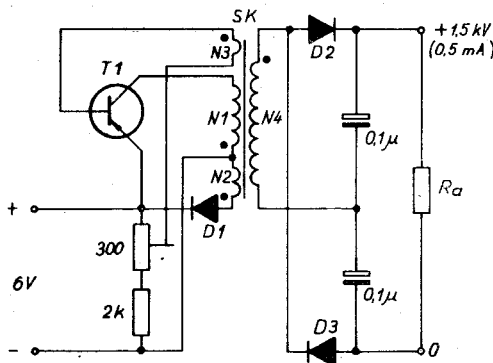


Bild 48 1,5-kV-Transverter

spannung von 200 V (z. B. OA 904), D3 von 2 kV (Reihenschaltung mehrerer Dioden) aufweisen. Der Ausgangskreis ist als Spannungsverdopplerschaltung ausgelegt. In der Originalschaltung wurde für SK ein Ferrittopfkern D45/39, 3B5, offensichtlich $A_L = 1350 \text{ nH}$, mit $N1 = 35 \text{ Wdg.}$, 0,25-mm-CuL; $N2 = 24 \text{ Wdg.}$, 0,35-mm-CuL; $N3 = 13 \text{ Wdg.}$, 0,2-mm-CuL und $N4 = 3900 \text{ Wdg.}$, 0,07-mm-CuL verwendet.

Nach Tabelle 10 läßt sich Werkstoff 3B5 durch Mf 163 ersetzen. Nach Gl. (88) wird auf $A_L = 1000 \text{ nH}$ umgerechnet: $N1 = 41 \text{ Wdg.}$, $N2 = 28 \text{ Wdg.}$, $N3 = 15 \text{ Wdg.}$ und $N4 = 4600 \text{ Wdg.}$ Unter Verwendung der gleichen Drahtdurchmesser würde der Wickelraum für 30×19 ausreichen. Da jedoch speziell bei dieser Schaltung auf sehr gute Isolation zu achten ist, sollte man Typ 36×22 mit größerem Wickelraum benutzen. Das Bewickeln wird in der Reihenfolge $N1, N2, N3, N4$ durchgeführt.

Schaltungsbeispiel 7

Bild 49a zeigt einen NF-Tiefpaß für vielseitige Einsatzzwecke [16]. Der entsprechende Dämpfungsverlauf ist in Bild 49b zu finden. Die Induktivitäten $L1 = L4 = 360 \text{ mH}$ und $L2 = L3 = 600 \text{ mH}$ können durch je einen Schalenkern 14×8 , Mf 163, $A_L = (1100 \pm 280) \text{ nH}$ bei 0,1-mm-CuL mit

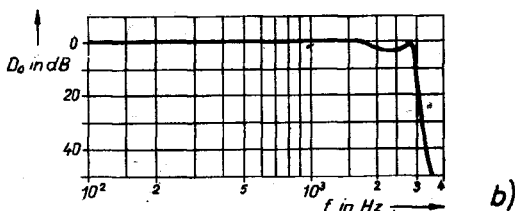
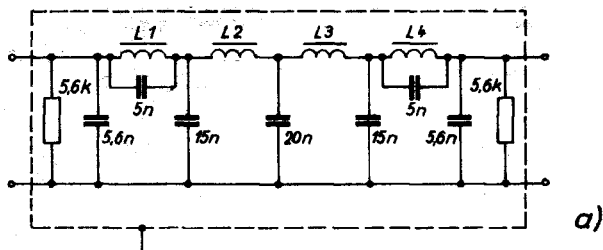


Bild 49 NF-Tiefpaß;
a — Schaltung, b — Dämpfungsverlauf

folgenden Windungszahlen einschließlich Toleranzen realisiert werden:

$L1 = L4 : N = (510 \dots 580 \dots 650) \text{ Wdg.};$

$L2 = L3 : N = (640 \dots 740 \dots 830) \text{ Wdg.}$

Schaltungsbeispiel 8

In Bild 50 ist ein einfacher Hüllkurvendekoder [17] dargestellt. Für T1, T2 kann der GC 100, für D1, D2 die GA 109 (OA 646) eingesetzt werden. Als Übersprechdämpfung zwischen beiden Kanälen bei $f = (0,1 \dots 10) \text{ kHz}$ wird $\geq 30 \text{ dB}$ angegeben. L1, L2 und L3 wurden je durch einen Schalenkern 14×18 , Mf 163, $A_L = 180 \text{ nH}$, mit folgenden Daten realisiert:

$L1 = 585 \text{ Wdg.}, 0,15\text{-mm-CuL},$

Anzapfung (1) bei 120. Wdg.;

$L2 = 490 \text{ Wdg.}, 0,15\text{-mm-CuL},$

Anzapfung (1) bei 50.,

(2) bei 130. Wdg.;

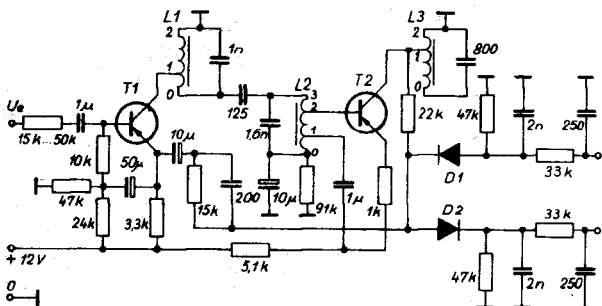


Bild 50 Hüllkurvendekoder

$L3 = 330 \text{ Wdg.}, 0,18\text{-mm-CuL},$

Anzapfung (1) bei 95. Wdg.

Aus der optimalen Schalenkernreihe würde man sich für 18×11 , Mf 163, $A_L = 160 \text{ nH}$, mit geringfügig geänderten Windungszahlen entscheiden.

124

